tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 57 nr. 3 1992

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Gironummer 94746
t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en -verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.

Het genootschap is lid van de Convention of National Societies of Electrical Engineers of Western Europe (Eurel).

BESTUUR

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris.
Het lidmaatschap staat open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt *f* 60,– per jaar.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium contact op te nemen met de voorzitter van de redactiecommissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt *f* 60,–. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

REDACTIECOMMISSIE

ONDERWIJSCOMMISSIE

FDDI: PRINCIPES EN TOEPASSINGEN

Ir. H.N. Carbière
PTT Research

FDDI: PRINCIPLES AND APPLICATIONS

This article gives an introduction to Fiber Distributed Data Interface (FDDI), a new generation Local Area Networks (LAN's). It deals with the following questions: What is FDDI? What are the basic techniques used? For which applications is it applied? And what are the future developments?

Introductie

Local Area Networks (LAN's) hebben in de afgelopen decennia een grote ontwikkeling doorgemaakt. De LAN's worden op dit moment op diverse plaatsen in bedrijven toegepast, bijvoorbeeld voor het koppelen van host computers aan randapparatuur, het koppelen van Personal Computers (PC's) aan file servers en printers, maar ook in fabrieks-omgevingen bij computer ondersteunde fabricage processen. Een recente ontwikkeling op het gebied van LAN's is Fiber Distributed Data Interface (FDDI). FDDI is ontwikkeld binnen het Amerikaanse standaardisatie instituut (ANSI). De standaard is door de Internationale Standaardisatie Organisatie (ISO) verheven tot een internationale standaard. FDDI maakt onder meer gebruik van glasvezel transmissie. De bitsnelheid bedraagt 100 Mbit/s, waarbij de snelheid op de lijn 125 Mbaud is. Er is al een groot aantal FDDI-I produkten te verkrijgen, zoals routers, bridges en FDDI-netwerkkaarten voor diverse standaard bussen. De volgende generatie van FDDI, FDDI-II, bevindt zich nu in de afrondende fase van standaardisatie. FDDI-II is beter geschikt voor applicaties die tijdkritische eisen stellen aan het netwerk, zoals bij telefonie. De eerste FDDI-II produkten worden in 1993 verwacht.

In dit artikel zullen de algemene principes van beide versies van FDDI worden behandeld. Eerst zullen de principes van FDDI worden behandeld. Hierbij wordt ingegaan op de invulling van de Physical layer en de MAC (Medium Access Control) layer. Daarna zullen enkele toepassingen en de te verwachten ontwikkelingen van FDDI aan de orde komen. Als er sprake is van punten die zowel op FDDI-I als op FDDI-II betrekking hebben, zal de afkorting FDDI zonder versie aanduiding worden gehanteerd. In alle andere gevallen zal de afkorting worden aangevuld met een versie aanduiding.

De algemene structuur van FDDI

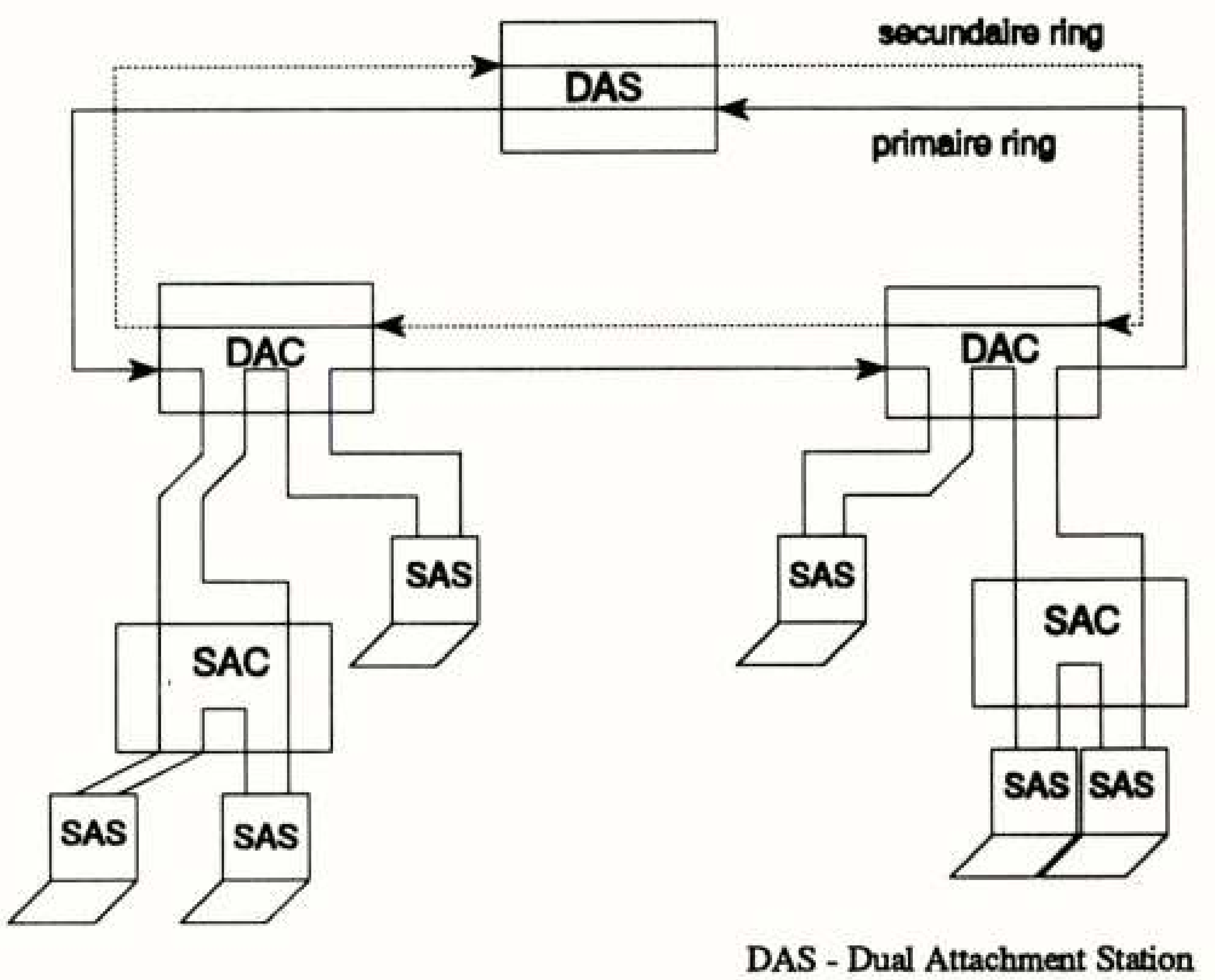
FDDI maakt zoals bij de meeste LAN's gebruik van een "shared" (gedeeld) transmissiemedium. In dit geval zal voor het transport van data van het ene naar het andere station van hetzelfde medium gebruik worden gemaakt. Dit onder de voorwaarde dat de stations op hetzelfde LAN zijn aangesloten. De toegang tot het medium wordt geregeld door middel van een toegangsprotocol. Dit wordt het Medium Access Control (MAC) Protocol genoemd. Bij FDDI wordt gebruik gemaakt van een "early released timed token ring MAC protocol.

FDDI maakt onderscheid tussen de volgende typen stations te weten:

1. Dual Attachment Stations (DAS),
2. Dual Attachment Concentrators (DAC),
3. Single Attachment Stations (SAS),
4. Single Attachment Concentrators (SAC).

De stations zijn allen weergegeven in de configuratie van figuur 1. De Concentrators, DAC of SAC, worden gebruikt om meerdere stations op aan te sluiten. Zij vormen een concentratiepunt in een stervormige configuratie. Op de Dual of Singel Attachment Stations, DAS of SAS, worden in het algemeen terminal, computer, werkstation, etc. aangesloten. Een Dual Attachment Station of Concentrator wordt aangesloten op de dubbele ring, terwijl de Single Attachment Station of Concentrator slechts op één ring wordt aangesloten.

FDDI maakt gebruik van een dubbele ring in plaats van een enkele ring. In de normale toestand wordt gebruikt gemaakt van de eerste ring (primaire). De tweede ring (secundaire) wordt gebruikt als een reserve verbinding, in het geval de eerste uitvalt.

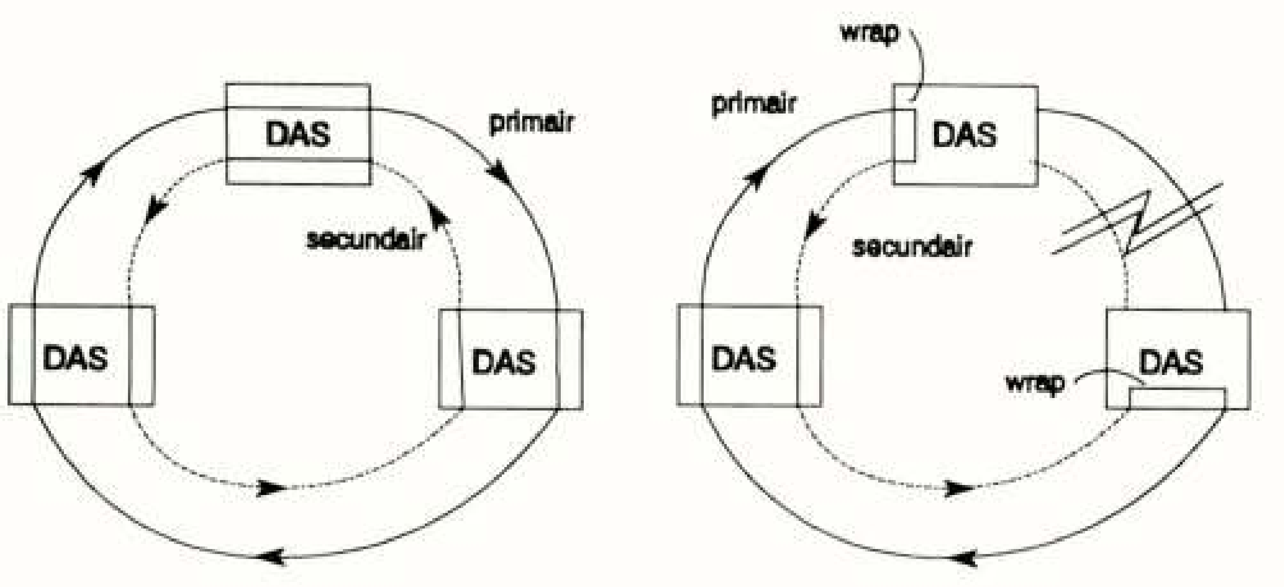


DAS - Dual Attachment Station
DAC - Dual Attachment Concentrator
SAS - Single Attachment Station
SAC - Single Attachment Concentrator

Figuur 1: FDDI Topologie.

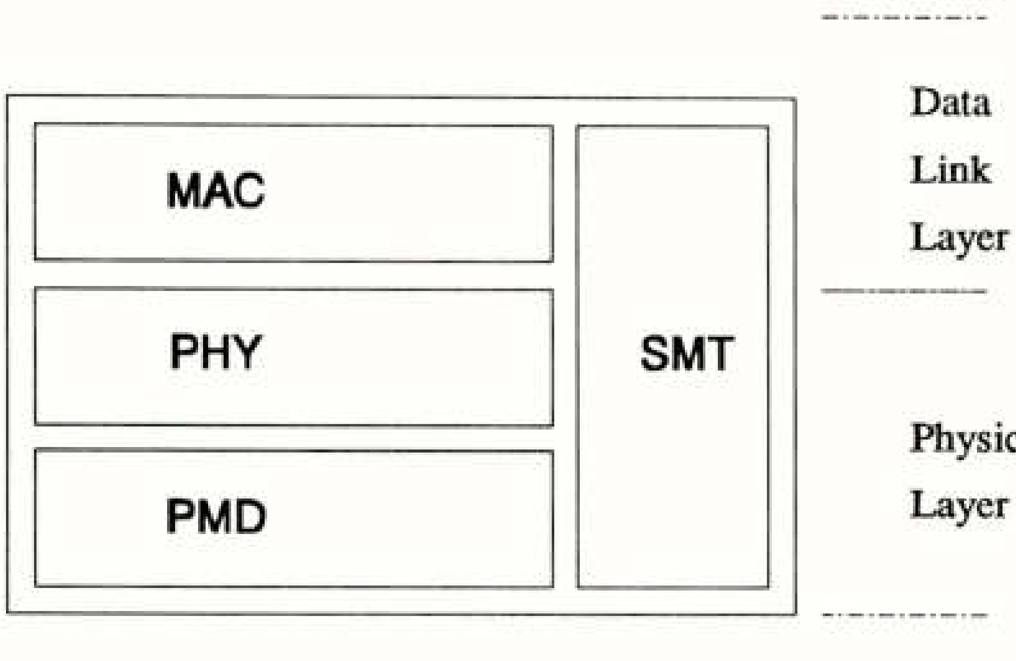
In de configuratie in figuur 1 zijn drie FDDI stations aangesloten op een dubbele ring. In de normale operatie zal de data over de primaire ring worden verzonden. In geval van een breuk tussen twee stations zal gebruik worden gemaakt van de secundaire ring om de data-overdracht te realiseren. De stations waar tussen de breuk is opgetreden gaan dan in de zogenaamde "wrap mode". Dit is schematisch weergegeven in figuur 2.

FDDI specificeert slechts de onderste twee protocol lagen overeenkomstig met het Open System Interconnection referentiemodel (OSI). Dit zijn de lagen 1, de Physical layer en de onderste sublaag van laag 2, de MAC layer. De FDDI-I standaard bevat 4 onderdelen zie figuur 3, te weten:



Figuur 2: FDDI herconfiguratie na een breuk, 2 station in de "wrap mode".

1. de Physical Medium Dependent sublayer (PMD);
   Deze specificeert de karakteristieken en het gebruik van het transmissiemedium, in dit geval de karakteristieken van de kabels en de componenten van het medium, zoals de drivers, de connectoren, de bypass schakelaars, etc.,
2. de PHysical layer (PHY);
   Dit beschrijft ondermeer de kanaalcodering (4B/5B), de klok distributie, etc.
3. de Medium Access Control sublayer (MAC);
   De belangrijkste taak van de MAC laag is er voor te zorgen dat de data op een goede wijze over de ring wordt getransporteerd. De MAC definieert daarbij regels voor de token overdracht, adressering en de samenstelling van de frames,
4. de Station ManagemenT (SMT);
   SMT regelt onder andere de correcte werking van de hierboven genoemde onderdelen. Daarnaast is deze verantwoordelijk voor het configuratie-beheer, het fouten-beheer, het bewaken van de prestatie van het netwerk, etc.

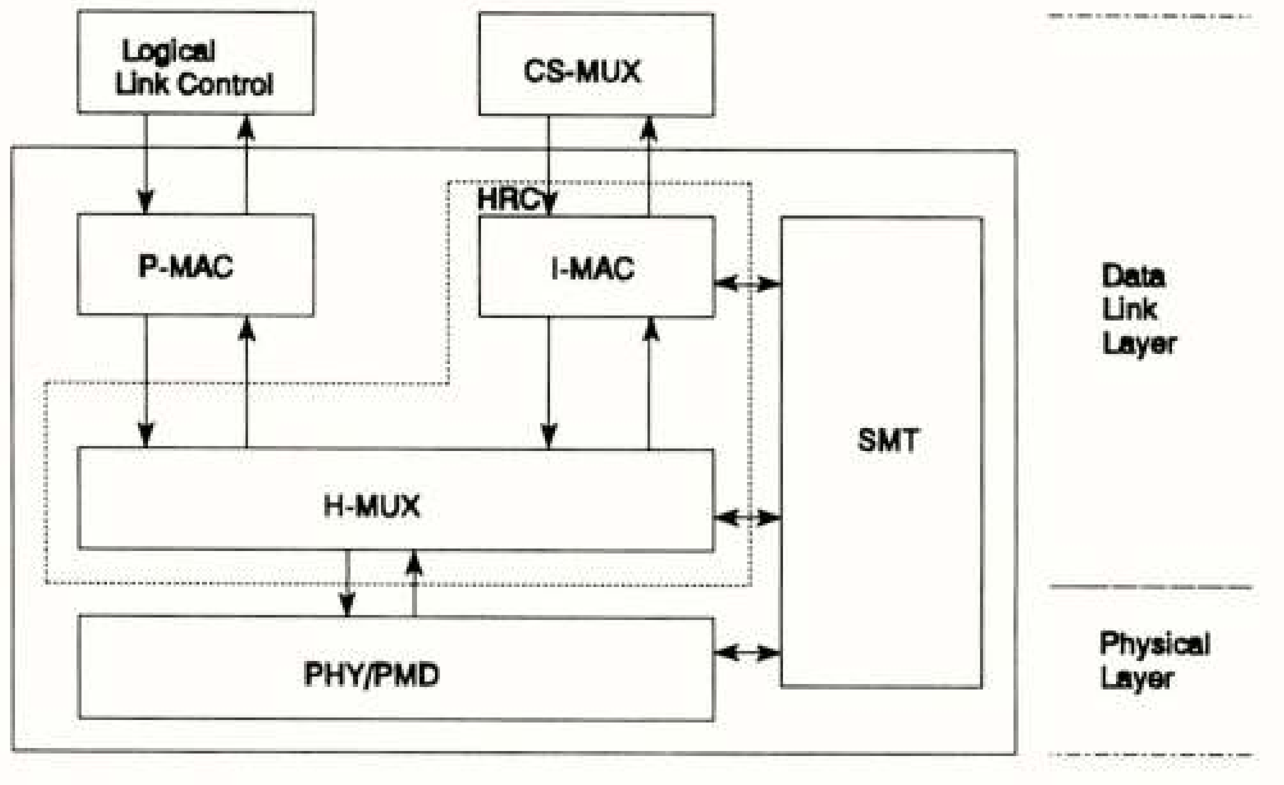


Figuur 3: Het onderdeel van de FDDI-I standaard.

FDDI-II wordt een hybride systeem genoemd. Wat inhoudt dat het zowel informatie-overdracht voor asynchrone diensten als voor isochrone diensten ondersteunt. Voor het bieden van isochrone diensten is de MAC en de PHY van FDDI-II uitgebreid. Deze worden MAC-2 en PHY-2 genoemd. De componenten van de FDDI-II standaard zijn weergegeven in figuur 4. FDDI-II maakt gebruik van dezelfde PMD als bij FDDI-I. De multiplex functie voor de isochrone en het asynchrone data wordt verricht door de Hybrid Multiplexer (H-MUX), deze wordt beschreven in de Hybrid Ring Control (HRC) standaard. Het SMT zal een aantal toevoegingen krijgen, om de FDDI-II operatie mogelijk te maken. De blokken Logical Link Control (LLC) en Circuit Switch Multiplexer (CS-MUX) maken geen deel uit van de standaard. Rechts van de figuren 3 en 4 is als referentie de overeenkomende lagen van het OSI-referentie-model tussen stippellijnen gegeven.

De Physical layer

De Physical layer van FDDI is opgedeeld in twee sublagen, zoals is weergegeven in figuur 5. In de vorige paragraaf zijn reeds de functies van de sublagen van Physical layer genoemd. De onderste sublaag van de Physical layer is de PMD-laag. Van deze laag is een aantal versies gedefinieerd, deze zijn weergeven in figuur 5, namelijk:



Figuur 4: De onderdelen van FDDI-II.

Physical (PHY)

MMF - PMD (Multi Mode Fiber)	**SMF - PMD (Single Mode Fiber)**	**TP - PMD (Twisted Pair copper)**	**SPM - PMD (SHD Physical layer Mapping)**

Figuur 5: De opbouw van de Physical layer.

1. de Multi Mode Fiber (MMF) - PMD; bij deze versie wordt gebruikt gemaakt van multi modus glasvezels,
2. de Single Mode Fiber (SMF) - PMD; bij deze versie van de PMD wordt single modus glasvezel toegepast,
3. Twisted Pair copper (TP) - PMD; deze PMD is gebaseerd op getwiste koperen ader paren,
4. SDH Physical layer Mapping (SPM) - PMD; bij deze vorm van de PMD wordt gebruik gemaakt van de Synchrone Digitale Hiërarchie (SDH) (zie CCITT Rec G.709).

Het PHYsical of PHY protocol verzorgt de fysieke verbinding tussen twee naast elkaar gelegen stations. Voor het opzetten en onderhouden van de verbindingen zorgt het SMT. De PHY voert tevens de kanaalcodering uit, waarbij een 4B/5B code gebruikt wordt. Dit resulteert in een bitsnelheid van 100 Mbit/s en een transmissie-snelheid op de lijn van 125 Mbaud. Bij gebruik van multi modus glasvezels zal de maximale afstand tussen twee stations 2 km bedragen. Het maximum aanbevolen aantal stations in één ring bedraagt 500, dit geldt bij een maximale ringlengte van 100 km.

De MAC layer

Bij FDDI-I wordt het "early released timed token ring MAC protocol toegepast. Het protocol werkt in het kort als volgt. Alle stations worden aangesloten in een ring. In deze ring zal een token (estafette-stokje) circuleren. Het token wordt steeds aan het volgende station in de ring doorgegeven. Alle stations die in de ring zijn kunnen de data op de ring ontvangen. Dit gaat zonder dat de stations elkaar hinderen. De data wordt van het ene station doorgegeven naar het andere. Bij het toevoegen van nieuwe data op de ring moet een station in het bezit zijn van een token. Het station dat de nieuwe data op de ring had gezet, zal deze na rondgang weer van de ring

verwijderen. Indien een station data te verzenden heeft, wacht deze op het token. Indien het betreffende station het token in bezit heeft, mag dit station gedurende een bepaalde tijd, de Token Holding Time (THT), data verzenden. Daarna moet het token weer worden doorgegeven aan het daarop volgende station. Het token wordt door een station vrijgeven, op het moment dat het betreffende station het laatste frame heeft verzonden.

Het FDDI-I MAC protocol ondersteunt twee klassen van diensten, namelijk asynchroon en synchroon. Voor het asynchrone verkeer zijn 8 prioriteit-klassen toe te kennen. Het synchroon verkeer, bijvoorbeeld spraak of bewegend video, vereist een gegarandeerde bandbreedte en een maximale response-tijd van het netwerk. Dit houdt ondermeer in dat het token binnen een zekere tijd de gehele ring moet zijn rond gegaan, om de maximale response-tijd te kunnen garanderen.

Bij het FDDI-I MAC protocol hanteert elk station een parameter, die Target Token Rotation Time (TTRT) wordt genoemd. Deze specificeert de gemiddelde token rotatietijd die door het station wordt vereist bij zware belasting van het netwerk. Tijdens de initialisatie van de ring zullen alle stations hun TTRT kenbaar maken. Op basis hiervan wordt er een operationele Token Rotatie Tijd (TOPR) vastgesteld. De kleinste TTRT wordt dan toegekend aan de parameter TOPR. De waarde correspondeert met de kleinste response-tijd. Het MAC- protocol zal er dan voor zorgen, dat de Token Rotatie Tijd (TRT) op de ring voor elk station niet groter of gelijk zal zijn dan 2 keer de TOPR. Tevens zal de gemiddelde TRT kleiner of gelijk zijn aan TOPR. Een station dat een maximale response-tijd vereist van T, zal er dus voor moeten zorgen dat de gedeclareerde TTRT kleiner of gelijk moet zijn dan de helft van T.

Elk station heeft een teller, de Token Holding Timer (THT). Aan de hand van de stand van deze teller wordt beslist of een station het token vrij mag geven of niet. Een station mag een frame verzenden, zolang de tellerstand nog niet verlopen is. De tijd mag overschreden worden in het geval een station reeds een frame aan het verzenden is. De maximale tijd die hiermee gemoeid is, zal de tijd van een frame van maximale lengte zijn.

FDDI basic mode frame

PA	SD	FC	DA	SA	Information	FCS	ED	FS

FDDI token frame

PA	SD	FC	ED

Figuur 6: Structuur van de FDDI-frames.

FDDI-I maakt onderscheid tussen twee typen frames, namelijk; de FDDI-I basic mode frames en het token frame. De structuur van deze frames is weergegeven in figuur 6. Het token frame is opgebouwd uit de volgende velden:

- de PreAmble (PA) van 16 symbolen. Elk symbool vertegenwoordigt een waarde van 4 bit. Dit veld is met name bedoeld om klok-variaties van tussen liggende stations op te vangen,
- de Starting Delimeter (SD) bestaat uit 2 symbolen. Dit veld geeft het begin aan van een geldig frame,
- de Frame Control (FC) bestaat uit 2 symbolen. De FC definieert het type frame en de daarmee samenhangende controle functies,
- de Ending Delimeter (ED) bestaat uit 1 symbool. Dit veld geeft het einde van een token frame aan.

Het FDDI-I basic mode frame bevat een PA, SD, FC en een ED veld. Daarnaast zijn de volgende velden er aan toegevoegd:

- het Destination Address (DA) van 4 of 12 symbolen. FDDI-I onderscheidt twee adreslengten, namelijk 16 of 48 bits, maar elke MAC moet in staat zijn adressen van 48 bits te verwerken. Het bestemmings-adresveld (DA) geeft het adres van het station aan waar het frame naar toe is gezonden,
- het Source Address (SA) bestaat uit 4 of 16 symbolen. Dit veld geeft het adres van het station aan die het frame heeft verzonden,
- het INFOrmation (INFO) veld heeft een maximale lengte van 9000 symbolen. De betekenis van het informatie veld wordt bepaald door het FC veld,
- het Frame Check Sequence (FCS) veld bevat 8 symbolen. Dit veld geeft aan of er een fout is opgetreden in de velden FC, DA, SA, INFO en FCS,
- het Frame Status (FS) veld bevat 3 symbolen. Met dit veld kunnen drie signalen worden verzonden, namelijk:
  - Error detected, dit wordt verzonden indien er een fout in het frame is gedetecteerd,
  - Address Recognised wordt door het bestemmings-station gegeven wanneer deze zijn adres heeft herkend,
  - Frame Copied geeft aan dat het bestemmingsstation het frame heeft gekopieerd.

Van FDDI-I is bekend dat het tijd kritische applicaties, op basis van bijvoorbeeld spraak of bewegend video, kan ondersteunen. Echter dit zal gepaard gaan met enige restricties, waarvan de performance van het netwerk de belangrijkste factor zal zijn. FDDI-II is daarom ontwikkeld als een met FDDI-I compatibel systeem, die beter geschikt is voor circuit geschakelde toepassingen, boven op de pakket geschakelde mogelijkheden van FDDI-I.

Om zowel pakket als circuit geschakeld verkeer te kunnen ondersteunen, maakt FDDI-II gebruik van een hybride schema. Hierbij vindt de overdracht van de data plaats volgens cycli. Elke cyclus duurt 125 μs. Dit komt overeen met een referentie-frequentie van 8 kHz, die onder meer bij digitale telefonie wordt gebruikt. Voor het genereren van de cycli wordt één station als zogenaamde Cycle Master aangewezen. De Cycle Master zorgt er tevens voor dat de vertraging van een bit na rondgang door de ring, de "latency", precies een veelvoud van 125 μs zal bedragen. Hiervoor zal de Cycle Master eventueel een extra buffering in de ring toepassen.

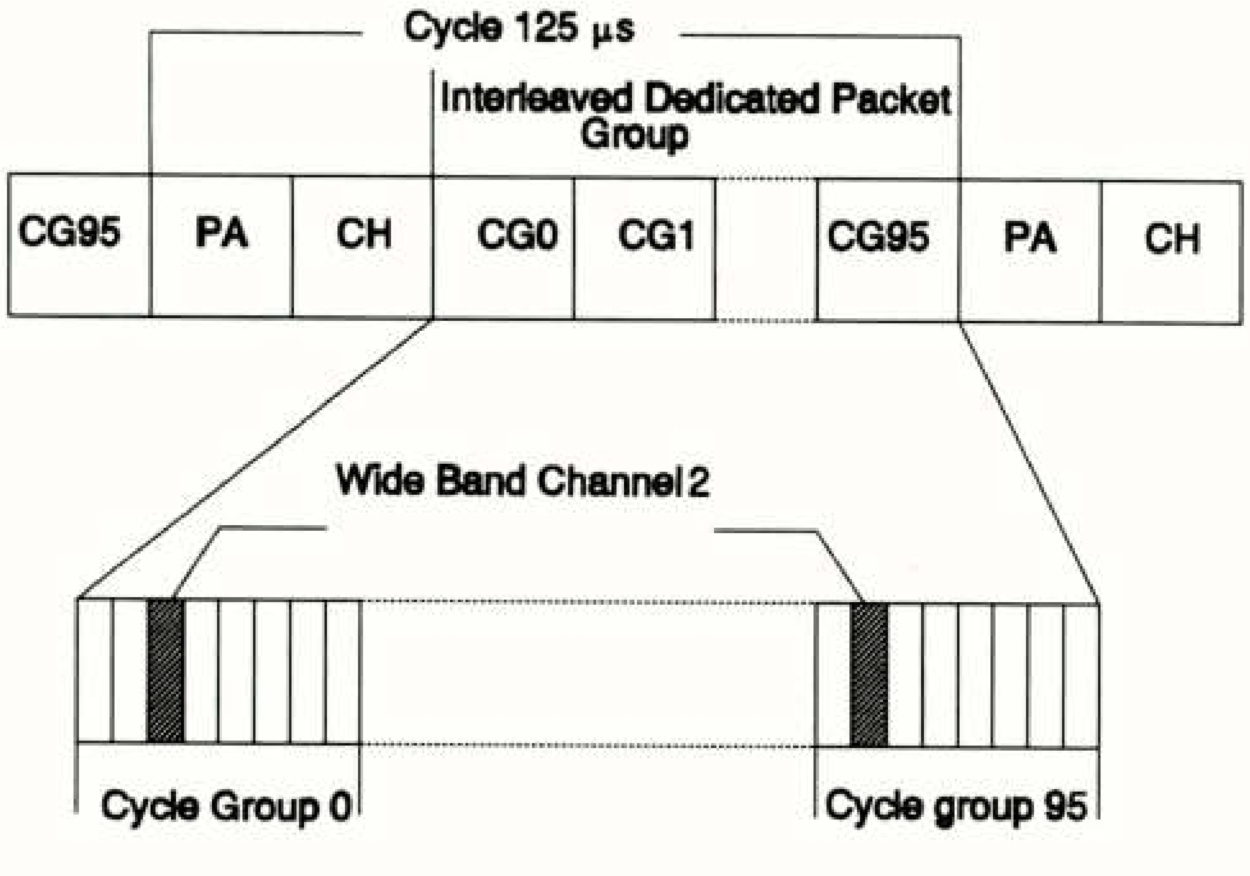
Een FDDI-II cyclus is verdeeld in drie groepen van velden, zoals is weergegeven in figuur 7, te weten:

- de Cycle Header (CH); deze markeert de grenzen van een 125 μs cyclus, tevens bevat dit veld gegevens over de invulling van de andere velden,
- 96 Cyclic Group (CG); de 96 Cyclic Groups bevatten elk een octet uit de Wide Band Channels (WBC's). In totaal zijn er 16 van deze WBC's beschikbaar. Elke WBC is dus opgebouwd uit 96 octetten,
- de Dedicated Packet Data Group (PDG), de totale grootte van de DPG bedraagt 12 octetten. Deze worden per octet om de 8 Cyclic groups verzonden. De DPG's worden uitsluitend gebruikt voor asynchrone verkeer.

De Cycle Header bevat 2 octet, deze worden gebruikt om aan te duiden hoe de Cycle Groups zijn ingevuld. Hiermee kan worden aangegeven welke Cycle Groups worden gebruikt voor pakket geschakelde (FDDI-I) data en welke voor circuit geschakelde data.

Toepassingen van FDDI

Voor FDDI kan men in principe drie toepassingsgebieden onderscheiden. Ten eerste kan FDDI worden toegepast als "back end" netwerk in bijvoor-

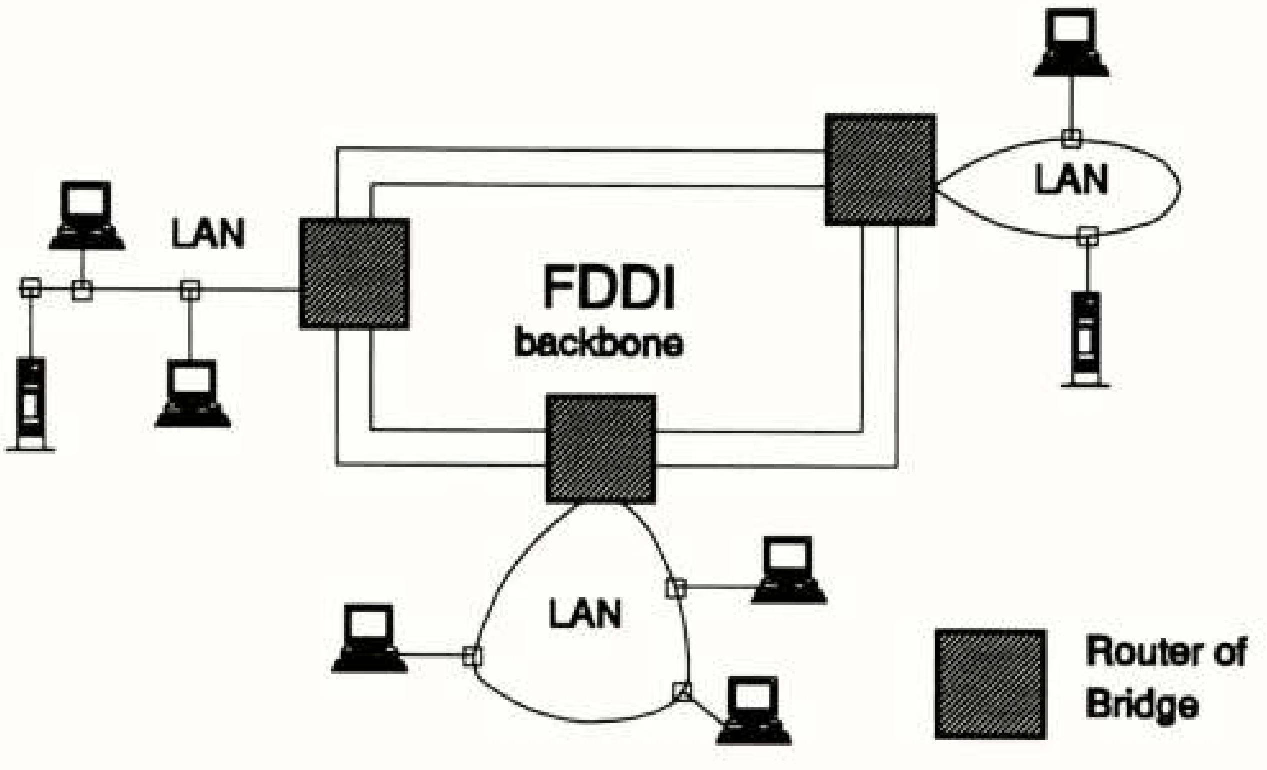


Figuur 7: De structuur van een FDDI-II cycle.

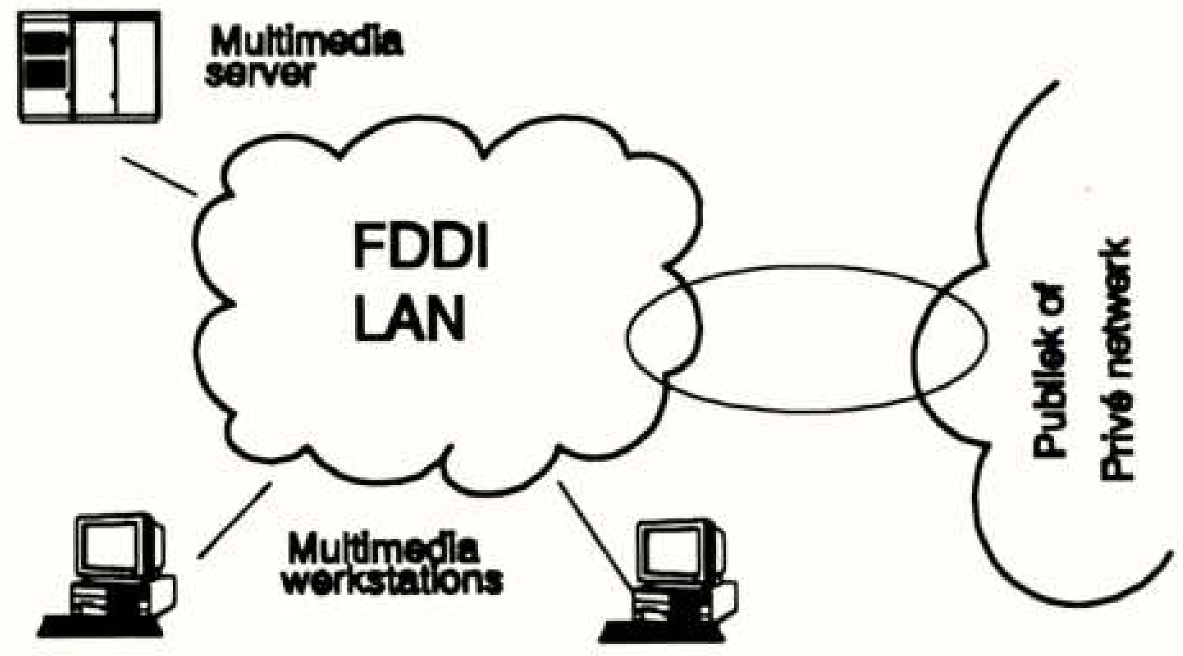
beeld rekencentra. Hierbij kan FDDI worden gebruikt om koppelingen met een hoge overdrachtsnelheid te realiseren tussen mainframe computers en randapparatuur.

Het tweede toepassingsgebied van FDDI is geïllustreerd in figuur 8. Hierbij wordt FDDI gebruikt als backbone netwerk. De backbone bestaat in dit geval uit drie routers, die gekoppeld zijn met een dubbele ring. De routers zijn dus uitgevoerd als Dual Attachment Stations. De routers verzorgen de koppelingen tussen de LAN's. Het kenmerk van deze toepassing is dat er geen werkstations, mainframes of andere randapparatuur direct aan het FDDI netwerk is gekoppeld. Deze apparatuur zal op de kleinere netwerken, de LAN's, zijn aangesloten. De FDDI backbone garandeert in dit geval een goede prestatie van de koppeling tussen de subnetwerken.

Het derde toepassingsgebied van FDDI is weergegeven in figuur 9. Hierbij wordt FDDI toegepast als LAN, waarbij de apparatuur direct op FDDI is gekoppeld. Het idee hierbij is dat FDDI, en meer in het bijzonder FDDI-II, goed in staat is om zowel pakket als circuit geschakelde diensten te ondersteunen. Hiermee kan integratie van diensten op de werkplek, over hetzelfde netwerk, worden gerealiseerd. Dit maakt FDDI-II belangrijk voor dit type toepassingen. Daarnaast is FDDI-II zeer geschikt voor multimedia applicaties over netwerken. In figuur 9 is een FDDI (multimedia) netwerk weergegeven. Dit netwerk is gekoppeld met het publieke netwerk. Men zou in dit geval kunnen denken aan een koppeling met ISDN. In het geval van FDDI-II is interworking tussen ISDN en FDDI-II eenvoudig te realiseren. Mede doordat FDDI-II circuit geschakelde diensten kan leveren. Figuur 9 illustreert een netwerk waaraan diverse multimedia werkstations kunnen worden gekoppeld. Deze werkstations kunnen via het netwerk (een multimedia LAN) toegang krijgen tot een speciale multimedia servers.



Figuur 8: FDDI toegepast als backbone netwerk.



Figuur 9: FDDI toegepast als LAN voor "desk top" toepassingen.

Trends

Om een beeld te geven hoe FDDI zich in de nabije toekomst verder zal ontwikkelen, is geput uit de rijke literatuur die over FDDI beschikbaar is. Het eerste punt dat hier zal worden belicht is de ontwikkeling van de kosten. Als men zich daarbij beperkt tot de optica dan blijkt dat de systemen op basis van multi modus vezels in het algemeen tot goedkopere oplossingen zullen leiden, dan oplossingen waarbij van single modus vezels wordt gebruik gemaakt. Hierbij zullen de meeste kosten zitten en de connectoren en de kosten voor de transceivers. Met name de kosten van de connectoren voor single modus vezels zijn erg hoog, vergeleken met de kosten van multi modus connectoren. Kijken we naar de transceivers dan wordt verwacht dat de prijs van deze componenten zal dalen. Een prijs in de orde van een à twee honderd dollar zal in de komende jaren haalbaar zijn [4]. Van de koperen uitvoering van de PMD wordt verwacht dat deze de prijs van FDDI-netwerkkaarten zal verlagen tot de prijs die in orde ligt van een ethernet kaart.

Een marktonderzoek [4] toont de ontwikkeling van FDDI zoals weergegeven in figuur 10. Deze enigszins optimistische verwachtingen zijn toch illustratief voor wat men in de nabije toekomst van de FDDI technologie

1991	1992	1993	1994	1995
Interworking predominates Host based systems announced	Distributed graphic applications	FDDI II becomes available	Multi media applications FDDI on CPU board	600 Mbit/s FDDI connected to SMDS and SDH

Bron: Dataquest september 1991

Figuur 10: Ontwikkelingen van FDDI op middellange termijn.

zal kunnen verwachten. We zien hierin dat FDDI in 1991 voornamelijk gebruikt wordt voor backbone toepassingen. In 1992 is de verwachting dat dit gevolgd zal worden door toepassingen met grafische applicaties. Men kan hier denken aan het direct koppelen van grafische werkstations aan een FDDI netwerk. Men verwacht dat FDDI-II in 1993 beschikbaar zal zijn. De multimedia applicaties over FDDI-netwerken zullen in 1994 hun intrede doen. Verder wordt gesteld dat in dat jaar ook CPU borden met FDDI zullen worden uitgerust. De volgende generatie FDDI wordt verwacht na 1995. Deze ontwikkeling staat ook bekend onder de naam FDDI Follow On LAN

(FFOL), met als voornaamste kenmerken SDH interfaces (622 Mbit/s) en ATM cel switching functies.

Conclusies

Een belangrijkste toepassing van FDDI ligt op het gebied van de "back bone" netwerken, waarbij voornamelijk LAN's worden gekoppeld. Daarnaast ziet men FDDI ook toegepast in rekencentra voor het koppelen van mainframes en randapparatuur. FDDI zal tevens in toenemende mate worden gebruikt voor het direct koppelen van werkstations. Met deze werkstations zullen breedbandige applicaties kunnen worden uitgevoerd. Op dit moment zijn er nog weinig (werkstation) applicaties beschikbaar, die de bandbreedte van FDDI optimaal kunnen benutten.

Met de ontwikkeling van de FDDI standaard zijn er voor de jaren negentig nieuwe mogelijkheden gecreëerd op het gebied van netwerk technologie toegepast binnen bedrijven. In de jaren tachtig hebben de toepassingen van LAN's een grote ontwikkeling doorgemaakt. De in die tijd ontwikkelde LAN's hebben nu schijnbaar hun limiet bereikt, met betrekking tot de prestatie en diversiteit in de klassen van diensten. FDDI is in dit veld een goede oplossing voor LAN's in de jaren negentig.

Lijst van afkortingen

ANSI	American National Standardistaion Institute
ATM	Asynchronous Transfer Mode
CS-MUX	Circuit Switch Multiplexer
CG	Cyclic Groups
CH	Cycle Header
DA	Destination Address
PDG	Dedicated Packet Data Group
ED	Ending Delimeter
FC	Frame Control
FCS	Frame Check Sequence
FFOL	FDDI Follow On LAN
FDDI	Fiber Distributed Data Interface
FS	Frame Status
H-MUX	Hybrid Multiplexer
HRC	Hybrid Ring Control standaard
INFO	INFOrmation
ISO	Internationale Standaardisatie Organisatie
LAN	Local Area Network
LLC	Logical Link Control
MAC	Medium Access Control sublayer
OSI	Open System Interconnection
PA	PreAmble
PC	Personal Computer
PHY	PHYsical sublayer
PMD	Physical Medium Dependent sublayer
SA	Source Address
SD	Starting Delimeter
SDH	Synchrone Digitale Hiërarchie
SMT	Station ManagemenT
THT	Token Holding Timer
TOPR	Operational Token Rotatie Time
TRT	Token Rotation Time
TTRT	Target Token Rotation Time
WBC	Wide Band Channels WBC

Literatuurlijst

[1] "FDDI - a Tutorial", Floyd E. Ross, IEEE Communications Magazine, May 1986 - Vol. 24, No.5.

[2] "FDDI networking ; Concepts, Standards and Practice", Edited by Ray Reardon, IBC Technical Services, 1992 Oxford Great Britain.

[3] "Dataquest on FDDI future", FDDI Interconnection News, ANTC Interoperability Update, Vol. 1, No. 2, Sept. 1991.

[4] "The market for FDDI Transceivers", Fiber Optics Magazine, September/October 1991.

Voordracht gehouden tijdens de 395e werkvergadering.

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
AUDIO ENGINEERING SOCIETY
392e werkvergadering

UITNODIGING voor de lezingen- en demonstratieavond op dinsdag 3 december 1991 in de grote zaal van het Academisch Genootschap, Parklaan 93 te Eindhoven.

THEMA: DIGITAL COMPACT CASSETTE (DCC)

PROGRAMMA:

19.00 - 19.15 uur : Ontvangst, koffie en thee

19.15 - 19.45 uur: Commerciële uitgangspunten van DCC
IR. R. ROTH, Philips Consumer Electronics

19.45 - 20.15 uur: Technische aspecten van DCC
IR. G. C. P. LOKHOFF, Philips Consumer Electronics

20.15 - 20.30 uur: **DEMONSTRATIE DCC**

20.30 - 21.00 uur: **RONDVRAAG EN SLUITING**

Aanmelding voor deze avond dient te geschieden vóór 19 NOVEMBER aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.

Het aantal deelnemers is beperkt tot 120. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u hierover van ons bericht.

De Parklaan is te bereiken door vanaf de voorzijde van het NS-station ca. 10 minuten in oostelijke richting te lopen.

Leden van NERG, AES en studenten hebben gratis toegang. De kosten van deelname voor niet-leden bedragen f 15,00. Betalingen dienen vóór 19 november te zijn ontvangen op girorekening 164515 t.n.v. Penningmeester NERG, Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
Deelnemers dienen de uitnodigingskaart mee te nemen en op verzoek te tonen bij de toegang tot de zaal.

Namens de samenwerkende verenigingen,
Dr. Ir. J. W. M. Bergmans, NERG
Tel. 040 - 743689
Ir. P. R. J. M. Smits, NERG
Tel. 070 - 3323600

Eindhoven, oktober 1991

TECHNOLOGICAL, REGULATORY AND MARKET FORCES BEHIND THE (R)EVOLUTION OF MOBILE RADIO

Prof.Dr. Jens C. Arnbak
Telecommunications and Traffic-Control Systems Group
Delft University of Technology

ABSTRACT

A review is given of the transition of mobile communications during the last decade from the traditional noise-limited link designs towards interference-limited cellular designs. This overall trend has been transforming radio engineering from a classical individual striving against Nature towards a modern system ambition of joint organisation; or culture. Thus, to reap the full benefits in capacity and spectrum efficiency, it has become necessary not only to develop advanced technologies, but also to address new regulatory and market issues.

I INTRODUCTION: BACK TO THE FUTURE

When, back in 1979, the author was invited to become professor of Radio Communications at Eindhoven University of Technology, several of his friends and professional associates questioned the sense of accepting this chair. 'Radio is dead. Optical broadband is the future', said the experts.

I had a number of reasons not to believe their kind advice. Having worked for nine years in the planning of international satellite services, I had observed the emerging trend towards flexible support of very small maritime and land-transportable terminals. This supplemented the more classical multiplexed satellite trunk connections, for which optical cables could (and have indeed) become a very serious competitor. Also, from my teaching point of view, satellite and other radio networks would offer a much better opportunity to deal with communication *systems* engineering - a dire necessity in European academic institutions where, e.g., the traditional separation of 'switching' and 'transmission' still hinders an overall engineering approach to new customer needs. And the Nordic Mobile Telephone (NMT) system in my native region - based on close cooperation between widely different experts and PTT's in five countries - showed a strong technical and commercial belief in novel radio technology. This technology - cellular networking - could be matched more economically than (optical) cabling to widely different urban and rural regions, at the expense of individual link capacity. In my view, only a few subscribers would be prepared to pay for other high-capacity services than video broadcasting - and broadcast could be provided just as well by satellite (radio again!) in conjunction with local conventional cable television (CATV) networks.

On the basis of such arguments, I convinced myself that a chair in Radio Communications was challenging, and so confidently started work in the Telecommunications Group of Eindhoven University in January 1980. In addition to its ongoing research on optical and satellite link techniques, we started a research programme on mobile radio - particularly data communications in fading channels [1]. This was to become a major research topic in the Netherlands and will be further reviewed in Sections III-V below.

However, it soon became evident that there was then little awareness of the promising commercial prospects of mobile communications in the Netherlands. Compared to Scandinavia and the Anglo-Saxon world, the Netherlands were lagging behind in planning, developing and using mobile networks - despite the much higher amount of road traffic: some 30% of all European-Community truck traffic was Dutch! To increase awareness we organised a two-day course on mobile communications together with the Royal Dutch Society of Engineers (KIvI), where 12 national and foreign lectures discussed the technology, operational requirements and market prospects of modern mobile communications. This course preceded the introduction of a true cellular network (ATF-2, based on NMT) in the Netherlands in 1984 by more than one year, but nevertheless immediately became oversubscribed by more than 200 interested persons. Amazingly, the market had reacted to a university initiative....

Section II traces important general technology foundations and problems of mobile networks. Section III-V go into more detail about the academic challenges of mobile data traffic in imperfect channels, an area of increasing importance not only for professional command and control of fleets and vehicles or river-crafts by telematics, including Electronic Data Interchange (EDI), but also modern digital audio broadcasting (DAB) to car receivers. Section VI concludes with some economic and market issues which will affect the regulation of future telecommunications services and networks, including broadband ISDN, in the new age of wireless networking.

II FEATURES OF WIRELESS NETWORKING

At present, the features of outdoor mobile networks are well understood. They include the following advantages:

- connectivity between all terminals in the service area
- no inflexible cable infrastructure
- low cost of service-area coverage, proportional to network use (erlang/km^2)
- integration with radio navigation is feasible.

Such benefits have indeed caused the growth of mobile communications markets to exceed 60% p.a. in many countries. No other telecommunications sector can boast similar growth rates at present. The *network* supply market is concentrated with those few manufacturers who have combined expertise in both radio transmission and switching, with L.M. Ericsson (Sweden) having some 40% of the world market. The *terminal* market, on the other hand, is increasingly becoming dominated by the typical manufacturing principles and problems of consumer electronics: The short product life times and 'killing' competition (due to the low profit margins) on all micro-electronics commodity products are now suffered by all suppliers, but do help developing the private user market much faster than in the past.

Thus, new technologies are helping to develop new radio products and services. Key technology developments have been

- digital transmission
- low-rate speech coding
- high-frequency VLSI

- trunking systems
- packet communications
- mobile satellite communications
- mobile satellite navigations.

However, the rapid growth in wireless capabilities and use also confronts system designers with some major limitations. The most important are

- fading channels
- spectrum shortage
- high power consumption of chip sets for handheld terminals
- privacy/security problems of radio
- limited capacity of narrowband radio link
- poor capacity/weight ratio of batteries for handheld terminals.

These limitations point to some of the most important research problems and regulatory issues in the years to come. We shall deal with some of those in the rest of this paper.

III RESEARCH ON RADIO DATA NETWORKS

Computers and digital terminals pose increasing demands for data communications via radio and broadcast channels. This need does not only exist outdoor. Increasing interest in wireless local-area networks (LANs) for office and factory use is motivated by the needs for organisational flexibility and increased interconnectivity in modern non-hierarchical business and administration. The present trend towards digital audio and video broadcasting, including HDTV, also spurs interest in interference-limited or bursty radio channels.

In many developed countries, the only possible way to conduct data transmission over public mobile networks is still to attach voice-band modems to analogue radio telephone circuits. This is not only an inefficient use of a circuit-switched network, and hence of the radio spectrum; it also results in a low throughput and/or a poor bit error rate due to fading, interference and handovers between cells. It is the instantaneous blocking probability that determines the design and real-time capacity of optimum cellular telephone networks, whether digital or analogue. It cannot be expected that the same cellular structure is also optimum for a mobile data network of virtual circuits for which end users normally accept some delay.

With the advent of digital mobile telephone circuits such as in the pan-European GSM, there is a widespread belief that mobile data communications will become easier, cheaper and better. While the circuit quality and data rate will indeed improve, a *circuit-switched* voice channel is not well suited to any bursty data source, even if using digital transmission. Given sufficient error correction, such new channels may lend themselves to bulk transfer of files and point-to-point downloading. Nevertheless, calling up a real-time digital circuit between end users would be inefficient for much more likely modes of mobile computer communications: swift exchanges of short datagrams, EDI-type messaging, and command and control, including point-to-multipoint data 'broadcasting' to vehicle fleets. For such mobile applications, the features of 'classical' *packet switching* appear more desirable: non-blocking access and the ability to convert data rates and codes within the network. A multifunctional mobile infrastructure with the flexibility and adaptability to interconnect various computers and terminals, possibly with different priorities, also points towards packet radio.

The following sections summarize some of the progress made in modelling mobile radio data networks for systems engineering purposes. Most references will be made to recent research work conducted in the author's professional surroundings in the Netherlands. This personal bias might be excused by the invitation to give this survey at the NERG annual meeting and should certainly not be construed as a suggestion that there is no progress in this field outside the Netherlands!

Thus, the foundations of packet radio were laid by U.S. researchers. However, due to the strict regulatory constraints on public operating telephone companies in the U.S., most work on mobile data networks and packet radio has been sponsored by military agencies. Emphasis on hostile interference and network survivability is therefore evident in U.S. research. The resulting expertise might explain some - but not all - of the recent American commercial sympathies for mobile spread-spectrum (SSMA) systems and adaptive antennas, for which a strong technology push with academic support is now mounting in North America, even for telephone service.

3.1 MULTIPLE-ACCESS METHODS

Mobile transmitters with bursty traffic in the form of data packets to a common base-station receiver can, in general, best use some kind of random access. Classical unslotted or slotted ALOHA protocols [1],[2] belong in this category. With high traffic loads, however, ALOHA protocols become rather inefficient, since free competition between all transmitters exposes the entire data traffic to collisions and, hence, multiple retransmissions and increasing delays.

To reduce this risk, a transmitter can follow a more cautious strategy, by first 'listening' either to the common radio channel or to the return channel from the base station, in order to determine whether the shared radio facilities are already busy. The former method, known as carrier-sense multiple access (CSMA), may fail to detect ongoing radio transmissions from distant and/or fading competitors [3]. Thus CSMA proves less efficient than in classical wired LANs, where terminals are not 'hidden' from each other. Instead, mobile data terminals can better 'listen' to the common base station, which may either broadcast a 'busy' signal to acknowledge an incoming transmission and inhibit prospective competitors or an 'idle' signal to invite transmissions [4], [5], [6].

The efficiency of ALOHA protocols can be much improved by using them only as signalling preambles to reserve non-competitive airtime for a certain terminal [7]. In principle, ALOHA is inherently unstable, given the standard assumptions of infinitely many users and Poisson-distributed offered traffic. It has been shown [8] that more realistic ALOHA models based on finite populations of competitors and proper propagation characteristics of the shared radio channel - see 3.3 - have better stability. Above all, this applies when the base station receiver can be captured by a stronger packet in the presence of weaker competitors.

3.2 RADIO RECEIVER CAPTURE

Modern cellular networks are interference-limited, rather than limited by system noise. Put in somewhat more philosophical terms: The classical radio system engineer was struggling to overcome *nature*, as in individual long-distance radio- and satellite-link transmission, whereas a modern cellular engineering design is based on managing joint *culture*, including the mutual contentions between authorized users. Such conflicts can better be tolerated between computer users who accept (a measure of) delay than between telephone users, who require (a very high probability of) real-time interconnection.

This means that optimum multi-user radio telephone network design and power control should be based on keeping the capacity-limiting carrier-to-interference (C/I) ratios equally high throughout the network, in order to

secure the prescribed grade of service. This is not so in packet communications. In 1976, Metzner showed that utilization of an ALOHA cable network can be improved by deliberately introducing differences between the access powers of terminals competing for a joint receiver [9]. In 1982, the author and one of his Eindhoven students [1] demonstrated this effect in a particular case of a packet radio channel, where random propagation effects introduce such differences [2]. As an example, the throughput (S) of a slotted ALOHA channel with offered traffic G and uncorrelated, slow Rayleigh fading of the different packets equals

$$S = G \exp \{ -G/(1+1/Z) \} , \qquad (1)$$

Here Z, the capture ratio of the receiver, indicates its ability to discriminate against a weaker signal in the presence of a signal which is Z times stronger. A thorough discussion of the validity of this simple receiver model is found in the recent Ph.D. thesis of Linnartz [10], for which he was awarded a Veder Prize, Linnartz argued that the model is most appropriate for narrowband communications. In such cases, typical values for Z may be between 6 and 10 dB; a moderate increase of S is then observed, relative to the case without capture (Z tending to infinity). See Fig. 1.

With perfect capture (Z=1), eq. 1 would suggest a more substantial increase. If, purely as a matter of formality, Z would even be allowed to tend to zero as in a spread-spectrum receiver with processing gain, S would remain close to the offered traffic G up to a level determined by the 'processing gain' 1/Z. Within the obvious limitations of this simple model, it does suggest that ALOHA/SSMA might support a very efficient random-access multi-user network, despite channel fading and packet contentions. This reminds us of the information-theoretical conclusion of logarithmically unbounded multi-user traffic due to the 'cocktail-party' shouting effect [11].

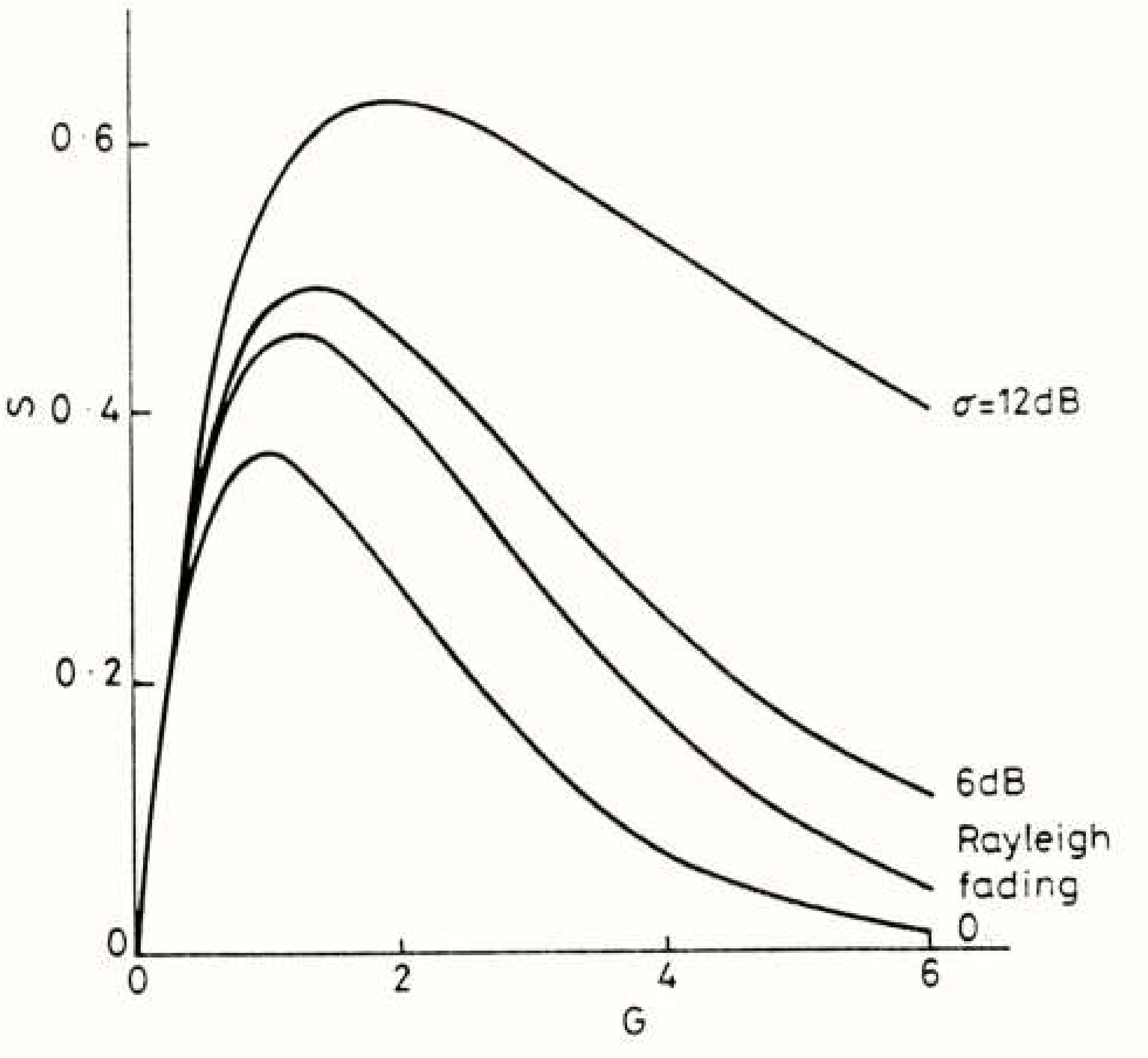


Figure 1: Throughput of Slotted ALOHA in channel with log-normal shadowing and receiver capture ratio Z=6 dB. Pure Rayleigh fading (eq.1) is included for comparison.

IV IMPACT OF THE RADIO CHANNEL

Intuitively, many radio engineers expect the significant propagation impairments of typical terrestrial UHF/VHF mobile channels to reduce the moderate theoretical capacity of collision protocols (S = 0.38 at G= 1 for slotted ALOHA) further. However, this applies only in a noise-limited channel. Given receiver capture abilities, colliding packets with very different ground-wave losses or instantaneous fading levels do not necessarily annihilate each other [2]. Accordingly, throughput expressions such as (1) for 'poor' mobile channels indicate a higher capacity than suggested by the classical contention protocols in 'ideal' channels!

The typical electromagnetic shadowing effects caused by large obstacles cause slow signal fluctuations in the mobile channel; the resulting slow-fading statistics is in general log-normal, with a r.m.s. spread σ between 6 and 12 dB. If individual data packets can be assumed to undergo uncorrelated shadowing, this may give rise to more significant capacity increases than the much faster Rayleigh fading due to multipath propagation [12]. Figure 1 demonstrates this for a receiver with moderate capture probabilities (Z = 6 dB).

It should be noted that mutual correlation between individual packets becomes more likely in the presence of shadowing. This very complicated phenomenon is the subject of study in my present group in Delft; progress is reported in [13], [14].

Another concern in radio propagation is that of the time constants of the fading fluctuations, which command a decisive influence on the throughput of packets. Generally, modelling is much easier, if the channel state can be considered 'frozen' during any one packet transmission, but completely decorrelated between any two packets. Linnartz and Prasad [15] have considered the conditions for this, which obviously depend on carrier frequency, vehicle speed, and the packet length and intensity of competing traffic. In general, shorter packets profit more from the receiver capture effect, but on the other hand may also suffer more from inefficiencies of preambles, synchronization or applications buffering. Thus, optimal system design cannot ignore this trade-off between propagation-induced and higher protocol-level considerations.

Note that some of the statistical advantages reaped from mobile packet switching are due to the ergodic properties of the propagation: time- and ensemble-averages can be interchanged in many calculations, due to the movements of terminals and the resulting *stochastic* fading fluctuations. However, this is not so with the near-far effect caused by the classical ground-wave path loss at UHF and VHF. This particular propagation effect creates a *deterministic* spatial discrimination inside a cell [2] which, in effect, decides the effective cell structure in all cellular systems. The spatial bias can be studied very elegantly using a Laplace transform technique originating from the presence of Rayleigh-fading interferers [10], and repaired by a retransmission strategy restoring spatial fairness inside the cell [16].

V CELLULAR ENGINEERING ASPECTS

5.1 DIFFERENT CELLULAR SYSTEMS FOR DIFFERENT SERVICES?

The inherent tolerance against interferers in all collision-oriented multiple-access schemes, where packet failures will be repaired by protocol measures (retransmissions), can be expected to lead to considerably smaller optimal cell re-use distances than in cellular telephone systems, whether analogue or digital. In fact, the use of contiguous 'cells' with all base stations accepting the entire available bandwidth may be better in some cases of packet networking, than splitting the bandwidth in channels and re-use these in the way known in cellular telephony. A considerable chance of capturing a base station outside the proper cell is noted, especially if competition is not too heavy [10]. While this 'site diversity' can be exploited in mobile data communications to reduce retransmissions of packets and so enhance data throughput, it would be indicative of unacceptable mutual inter-cellular

interference in continuous-wave telephone transmission!

Thus, we experience the fundamental system differences between circuit switching and packet switching even more emphatically in mobile cellular systems than in 'ideal' hard-wired transmission media. Frequency re-use distances can be much smaller in packet-switched networks; thus, hybrid voice and data cellular systems can hardly be optimum from a spectral-economy viewpoint. If voice is to be supported in a computer-oriented cellular network for other than emergency use, it is thus necessary to study improved ways of packetizing it. If data packets are dispatched in a circuit-switched cellular network, inefficiencies of transmission and signalling resources would appear to result.

5.2 RECEIVER DESIGN

As seen above, optimal mobile networks will generally not be noise-limited, but completely interference-limited: In a mobile telephone network, the frequency re-use distance is determined by the acceptable *equal* C/I-ratio of the receivers; in a mobile data network the capture ratio Z determines the robustness to collisions of *non-equal* packets and the ensuing capacity increase. Finally, in mobile SSMA-systems it is the multiple-access processing gain of the receiver which will determine the number of simultaneous users. Power control is highly important in most SSMA-systems [17]. For each of these different mobile systems, there is thus a clear need for a new consolidated theory of receiver design. Such a theory should abandon the additive while Gaussian noise (AWGN) channel model normally adopted in receiver models since the heydays of Shannon. Contributions to such a new theory can be found in [18] and [19].

5.3 SPREAD-SPECTRUM SYSTEMS

Spread-spectrum multiple-access (SSMA) systems are not only advocated for terrestial mobile use, especially by US researchers and companies, but also for land-mobile satellite systems. These systems could offer the 'missing link' in global personal communication networks for a wide range of services, such as paging, position-finding and interconnection of remote mobile terminals to the fixed terrestial networks. System studies of appropriate multiple-access schemes for satellite use have recently been reported in [20].

VI REGULATORY ISSUES

One of the most interesting promises of modern wireless communications is a lower fixed cost of connecting each subscriber to the network, largely independent of distance. Novel radio technologies such as digital cellular radio (GSM), Telepoint, Digital European Cordless Telephone (DECT) and wireless office systems (WOS) provide subscriber access at a cost which are mainly a function of real usage. This variable cost contrasts with the high initial cost of hard-wired subscriber loops (whether optical or not), which increases dramatically in rural areas - roughly in inverse proportion to the population density and network use! (Figure 2).

It is the perverse latter cost structure which has caused 'market failure' to occur in low-traffic rural regions until now and which justifies a telephone-monopoly, even under European Common-Market competition law. Modern radio technologies may help avoiding any need to subsidize the local loop, because their usage-dependant costs remove the classical market-failure problem. In Figure 2, cellular radio access to the public infrastructure would appear preferable to (new) twisted-pair loops left of the point C1, and to optical fibre to the home left of the point C2. In such circumstances, the economies of scale might be so marginal that local competition could be allowed, given regulatory measures to ensure fair spectrum allocation and consistent number planning among the competitors. This is the case for the pan-European GSM-system, thanks to directives from the European Community (EC).

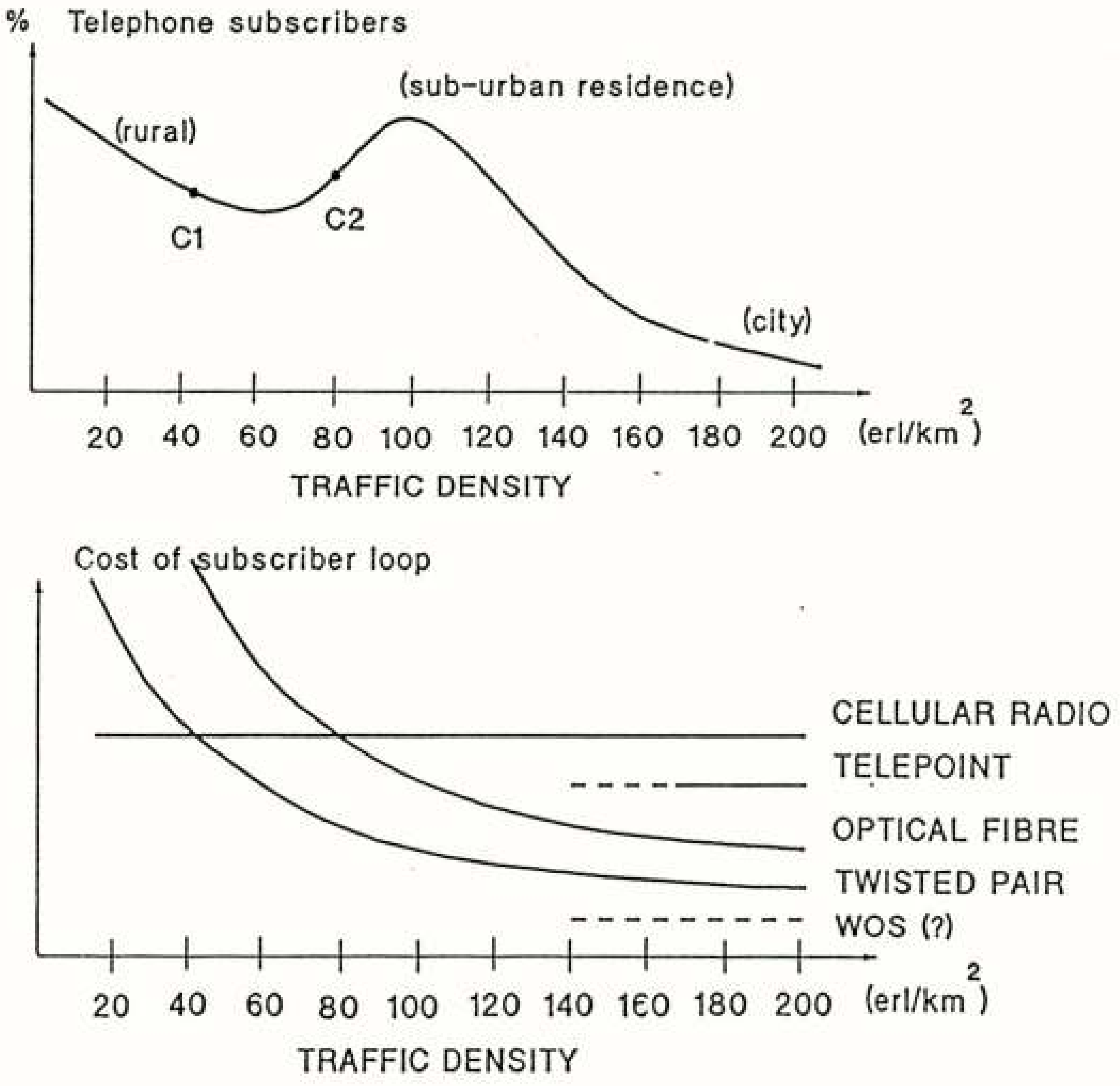


Figure 2 above: National telephone subscriber distribution versus network usage of access network; below: Corresponding costs of different subscriber loop technologies.

It should also be realised that a future integration of narrowband and broadband (video) services into one infrastructure would only marginally extend the economic basis beyond the present telephone revenues, unless tariffs would change radically. Thus, the combined annual revenues of all Dutch cable-television (CATV) operators in 1988 were about 500 million Hfl - less than 10% of the PTT's revenues from national telephony in that year [21]! A nation-wide broadband network operator should not expect any major source of income from video programme distribution, unless a dramatic rebalancing of telephone and TV pricing would be acceptable to the general public. Such a rebalancing would hardly succeed commercially in the presence of competing (international) satellite broadcast services directly to homes, let alone politically in the Dutch parliament.

Apparently, an optical broadband network as thoroughly studied in the EC's RACE programme could not be expected to penetrate to the average residential subscriber merely based on his video entertainment budget. Other motives, such as entirely new attractive service offerings or a conscious national refurbishment policy for the present narrowband local access networks, would seem necessary for widespread introduction of optical subscriber loops in a foreseeable future. It deserves attention that Germany needs the exceptional national opportunity in 'die neue Länder' to install optical fibre to the home of some of the new subscribers. Despite the Bundespost's accepted strong involvement in CATV, the economies of scope are not yet deemed sufficient for an integrated broadband network in all of Germany.

On the other hand, a problem of wireless technology is that limited and non-transparent availability of frequencies [21] hinders rapid development of new cellular and personal communication systems, which are in more demand than video services. The present erosion of monopoly operation of public telecommunications and broadcast networks makes the existing administrative procedures for frequency management ('first-come, first-

served') less adequate [22]. In addition, the changes in East-West relations have caused claims that the 'peace dividend' should also include some of the ample frequency bands reserved for military use during the 'cold war' period. As discussed above, the emergence of new access technologies - both (broadband) optical and (narrowband) radio means of subscriber access - increases debate of whether local access networks should be considered a 'natural' monopoly, or could be offered on a competitive basis. In the latter case, new regulatory procedures for fair frequency sharing and number planning will obviously be required.

It is not yet evident on which basis equitable access by competitors to scarce frequency and number resources can best be granted. In the US, the FCC has replaced the cumbersome administrative hearings by simple lotteries of frequency assignments [23]. This has resulted in rapid profit-taking by some fortunate winners, who simply sold their successful lots immediately after award. Where the Treasury wishes to enjoy the profit from selling frequencies, it must design an auction system and the associated property rights very carefully to avoid being outsmarted by collusions of bidders; this has happened recently in the UK's attempt to auction commercial broadcast franchises. Despite such practical difficulties, it would appear necessary to assign some price to spectrum occupancy to ensure more efficient use of scarce resources, and especially to avoid the present extended 'free parking' by inactive users. This applies even in the absence of competition, since an incumbent holder of frequencies should be given sufficient incentive to vacate them for alternative use if he does not exploit them fully. Examples may be public or private broadcasters outside active operation hours and military users; these categories of users occupy spectrum with considerable commercial value for mobile radio communications.

In summary, it can be stated that the present erosion of the 'natural-monopoly' doctrine for national PTTs and the emergence of international competition between wireless operators raise a number of new policy issues in telecommunications. Resolution of these issues will require innovative regulation of market entry and user access to modern telecommunications networks and services, especially radio. This is a reason why radio communications have become even more fascinating than I thought 12,5 years ago.

REFERENCES

[1] F. Kuperus and J. Arnbak, "Packet radio in a Rayleigh channel", Electron. Lett., Vol. 18, pp. 506-507, June 10, 1982.

[2] J.C. Arnbak and W. van Blitterswijk, "Capacity of slotted ALOHA in a Rayleigh fading channel", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. SAC-5, pp. 261-269, Feb. 87.

[3] J.G. Gardiner and A.I.A. Jabbar, "Performance of CSMA protocols in fading mobile radio environments", in Proc. 5th IEE Int. Conf. Mobile Radio and Personal Commun., Warwick, U.K. Dec. 11-14, 1989, pp. 10-14.

[4] O. Andrisano, G. Grandi and C. Raffaelli, "Analytical model for busy channel multiple access (BCMA) for packet radio networks in a local environment", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 39, pp. 299-307, Nov. 1990.

[5] R. Prasad and J.C. Arnbak, "Capacity analysis of non-persistent inhibit sense multiple access in channels with multipath fading and shadowing", in Proc. 1989 Workshop on Mobile and Cordless Telephone Commun. London, Sept. 1989, pp. 129-134.

[6] A. Murase and K. Imamura, "Idle-signal casting multiple access with collision detection (ICMA-CD) for land mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-36, pp. 45-50, May 1987.

[7] J.L. Sobrinho, "Minipacket competition multiple access (MCMA)", submitted for publication.

[8] C. van der Plas and J.P.M.G. Linnartz, "Stability of mobile slotted ALOHA network with Rayleigh fading, shadowing and near-far effects", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 39, pp. 359-366, Nov. 1990.

[9] J.J. Metzner, "On improving-utilization in ALOHA networks", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-24, pp. 447-448, April 1976.

[10] J.P.M.G. Linnartz, "Effects of fading and interference in narrowband land-mobile networks, Ph.D. thesis, Delft University, 1991, ISBN 90-9004491-4.

[11] A.El. Gamal and T.M. Cover, "Multiple user information theory", Proc. IEEE, 68, No. 12, pp. 1466-1483, 1980.

[12] R. Prasad and J.C. Arnbak, "Enhanced throughput in packet radio channels with shadowing", Electron. Lett., Vol. 24, pp. 986-988, Aug. 1988.

[13] Aysel Safak and Ramjee Prasad, "Effects of correlated shadowing signals on channel reuse in mobile radio systems", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, No. 4, pp. 708-713, November 1991.

[14] A. Safak and R. Prasad, "Multiple correlated log-normal interferers in mobile cellular radio systems", Electronics Letters, Vol. 28, No. 14, pp. 1319-1321, 2 July, 1992.

[15] J.P.M.G. Linnartz and R. Prasad, "Threshold crossing rate and average nonfade duration in a Rayleigh-fading channel with multiple interferers", Archiv Elektronik Übertragung, Vol. 43, No. 6, pp. 345-349, Nov./Dec. 1989.

[16] J.P.M.G. Linnartz, R. Prasad and J.C. Arnbak, "Spatial distribution of traffic in a cellular ALOHA network", Archiv Elektronik Übertragung, Vol. 42, No. 1, pp. 61-63, Jan./Feb. 1988.

[17] R. Prasad, A. Kegel and M.G. Jansen, "Effect of imperfect power control on cellular code division multiple access system", Electronics Letters, Vol. 28, pp. 848-849, 23 April 1992.

[18] H. Camkerten and J.C. Arnbak, "Analysis of standard narrowband radio recievers in packet radio networks with capture and multipath fading", in Proc. 1990 Bilkent Int. Conf. on New Trends in Communication, Control and Signal Processing, Ankara, Turkey, July 2-5, 1990, pp. 567-575.

[19] Hami Camkerten, "Optimum one-shot BPSK receiver design for multiple access mobile radio channels with rayleigh fading", Vehicular Technology Society 42nd VTS conference frontiers of Technology, May 10-13, 1992, Denver, Colorado, pp. 447-450.

[20] Richard D.J. van Nee, Howard S. Misser and Ramjee Prasad, "Direct-Sequence Spread Spectrum in a Shadowed Rician Fading Land-Mobile Satellite Channel", in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 10, No. 2, February 1992, pp. 350-357.

[21] "Verbinding en Ontvlechting in de Communicatie" (in Dutch), prof.dr. J.C. Arnbak, prof.dr. J.J. van Cuilenburg en prof.mr. E.J. Dommering. ISBN 90 71894 15 0.

[22] J.C. Arnbak, "Trillingen in de ether: Problemen bij frequentiebeleid en -beheer" (in Dutch), Mediaforum, Tijdschrift voor Media- en Communicatierecht, Vol. 4, No. 7, pp. 78-81, 1992.

[23] B. Mitchell, "Allocating Spectrum for Cellular Telephones: US Experiences and Issues", in Klaver & Slaa (eds.): Telecommunications: New Signposts to Old Roads, IOS Amsterdam, 1992. ISBN: 90 5199 089 8.

Voordracht gehouden tijdens de 399e werkvergadering.

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
393e werkvergadering

UITNODIGING voor de excursie op dinsdag 17 december 1991 naar het Zendercentrum Flevoland (kortegolf zendstation, wereldomroep), Juttepeerlaan 1, Zeewolde.

PROGRAMMA:

10.00 - 10.15 uur : Ontvangst

10.15 - 11.15 uur: Lezing over het Zendercentrum
HANS DE BRUIJN, chef Zendercentrum Flevoland

11.15 - 12.30 uur: **RONDLEIDINGEN** langs centrale besturing en zenders

12.30 - 13.00 uur: **DEMONSTRATIE** werkende zenders

13.00 uur: **SLUITING**

Afhankelijk van het weer is ook een rondleiding op het antenneterrein mogelijk.

Aanmelding voor deze avond dient te geschieden vóór 13 DECEMBER aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.
Vanwege de beperkte capaciteit van het zendercentrum is het aantal deelnemers beperkt tot 35. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u hierover van ons bericht.

Routebeschrijving:

Vanuit Utrecht rijdt u op de A27 richting Hilversum. Aan het eind van de A27 de z.g.n. "Stichtsebrug" rechtsaf richting Zeewolde aanhouden. U rijdt deze weg tot aan de stoplichten dan linksaf slaan industrieterrein "Trekkersveld". Vervolgens rechtdoor rijden tot aan "T-splitsing" dan linksaf vervolgens 1e rechts u komt dan op de Roordondweg. Vervolgens rijdende op deze weg slaat u bij de 1e weg linksaf u komt dan op de Juttepeerlaan.

Deelnamen is alleen mogelijk voor NERG-leden.

Ir. P. P. J. M. Smits
Programmacommissaris NERG
Tel. 070 - 332 36 00

Leidschendam, 20 november 1991

CORDLESS COMMUNICATION IN CORPORATE NETWORKS

Door R.J. Mulder
Philips Business Communication Systems, Hilversum

Introduction

In spite of all the attention for wireless communication only few people in the telecommunications community understand the merits of the available and future radio access technologies competing for a place in the market.

On the one hand (public) **mobile cellular radio** networks are moving towards improved nation wide coverage and, especially in urban areas, full handheld operation. These networks are implemented as complete self-contained solutions. They include not just the radio-access systems, but the fixed network interconnecting the cells and carrying the inter-cell traffic are an integral part as well. Their main purpose is to offer **wide-area mobility** to **moving** users. Specific characteristics of mobile cellular radio networks of today, and that includes the digital Pan-European GSM concept, are **fixed-frequency planning, location registration** and **traffic density** capabilities of max. 1000 Erlang/km2. The **PCN** (Personal Communication Network) concept, evolving out of GSM, is building on the same principles and will demonstrate comparable capabilities.

Cordless technology serves primarily **access** scenarios. Although modern versions of cordless systems support some **local call** completion functionality, **wide-area** communication cannot be provided. When wide-area communication is required, cordless systems will support **access** to the nearest entry-point of a wide-area network, either of a **fixed** (e.g. the PSTN or ISDN) or of a **mobile** (e.g. GSM) nature.

The real merit of cordless technology is the provision of **in-building** cordless communication with the high traffic density values to be expected in these places. DECT, to make the comparison, potentially serves 10 times the traffic (E/km2) of GSM.

Its access role puts modern cordless technology in a wide variety of communication contexts. DECT, the Digital European Cordless Telephone System, is explicitly specified to serve the flexibility and versability to support as many different communication scenario's as possible. Being, the most impressively specified addition to the cordless catalogue it will, when it arrives on the market in '94, have the potential to serve all the applications of todays cordless technology systems CT0, CT1 and CT2, and many new ones as well. To understand better where DECT may have the largest initial impact, a comparison with cellular mobile radio and present cordless standards is helpfull.

DECT vs GSM

A comparison of DECT with GSM (table 1) makes clear what is meant with the statement that DECT serves a **micro-cellular** concept. Apart from bitrates, frequency spectrum and the number of channels per frequency or cell, the most paramount difference is the fact that DECT relies on a dynamic allocation of channels for communication. Taken from the pool when needed, and returned to the pool after a call is completed. The advantage over a fixed grid of channels as supported by GSM is clear: **traffic capacity**, an obvious requirement for an office environment.

Another important difference is DECT's ability to **page** up to 6000 subscribers without the need to know in which cell they reside, obviating the need for a detailed and comprehensive **location registration** function in the majority of the office applications.

Finally, the handover principles applied in DECT are designed for in-building environments, where frequently changing conditions require an ample handover quality performance (even within a single cell), not being met by GSM.

CORDLESS vs CELLULAR

	DECT	GSM
Net bit rate	32 Kbit/s	13 Kbit/s
Frequency	1900 MHZ/TDMA	900 MHZ/TDMA
Carriers / Slots	10 X 12 = 120	44 X 8 = 352
Channel allocation	Dynamic	Fixed
Cell radius	25 - 100 M	2 Km. (urban) 15 Km. (rural)
Traffic density	10000 E/km²	1000 E/km²
Pocketable	Yes	Restricted
Location registration	>6000 Subs	Yes

PHILIPS

Table 1

When the GSM-based PCN's (e.g. DCS 1800) will reach the market penetration that is forecasted by some of the potential service providers, the in-building communication part might be best served via DECT-access. Time will tell whether this "marriage", ultimately leading to multi-standard handhelds, will actually come to fruition.

DECT vs the other CT-contestants

As DECT is believed to feature above all in the office environment, as part of a PABX or even as a fully cordless PABX, it is useful to complete the facts-and-figures section with a short comparison of the other candidate CT (Cordless Telephone) standards: CEPT's CT1 and CT2 (table 2).

Both CT1 and CT2 support dynamic channel allocation, as that is a prerequisite in the office environment. But that is where the resemblance stops, as DECT appears to be superior when it comes to other important attributes of the specification.

It provides the highest traffic capacity in number of channels. Furthermore, the ability to support 12 simultaneously used channels per transceiver (thanks to TDMA) allows for more economic solutions when multi-handset arrangements have to be supported **Local call completion** between handsets in such a arrangement can actually be delivered at a marginal increase of costs.

DECT supports, via its protocol specification, location registration when it is used in multi-location environments or when the paging capacity of a single location is exceeded. This is, obviously, a very important characteristic when it comes to the implementation of user-mobility in private PABX networks.

Another important feature of DECT has to do with handover. As handover is initiated by the handset itself in the DECT system, and hence way before the actual communication is disrupted, **a seamless handover** mechanism

results. Not only when moving from one cell to anothers, but also within a cell when changing conditions call for a switch to another, better channel. In many office environments this is, as experiments and experience with the early CT2 equipment learned, a valuable attribute.

APPLICABILITY TO CORDLESS PABXs

Characteristic:	Affects:	CT1(CEPT)	CT2	DECT
Analog / Digital	voice quality signalling capability	analog	digital	digital
No. of channels	traffic density	40	40	120
No. of simultaneous calls per transceiver	installation mgmnt. cost effectiveness	1	1	12
Location registration/ Alerting for incoming calls	roaming	no / no	no / yes	yes / yes
Channel allocation by	grade of service	initiator	initiator	portable
Mux technique	grade of service spatial diversity	FDMA	FDMA/TDD	FDMA/ TDMA/TDD
Encryption	fraud resistance	no	no	yes
Handover	mobility during a call	no	yes (not seamless)	yes (seamless)

CT1 / CT2 / DECT comparison PHILIPS

Table 2

This, however, does not make CT1 or CT2 useless. Not all applications require the provisions offered by DECT. And CT1/CT2 solutions have of course one very important advantage over DECT: they are available today. It is expected that the first DECT handsets will have to compete with 2nd or even 3rd generation CT1/CT2 handsets and this "learning curve" effect will position CT1/CT2 as serious contenders for many applications in the office.

As a result CT1/CT2 systems will serve the early applications in the office. Due to their characteristics mainly in single-cell-few-handsets environments. When more cells are required they will probably be isolated, not requiring roaming or handover and serving few users.

DECT will initially (the learning curve issue!) be more expensive and therefore find its way to applications where it can excell and its costs are justifiable. That is the multi-cell/multi-handset environment, or even the multi-location application. Typically for the larger companies therefore and allowing for the more complex arrangements required there, like flexible access rights to the network in order to serve "own" and visiting users in a proper way.

The functional concept of a cordless system

Irrespective of its application, a cordless system can be composed of a number of functional entities. DECT, being the most complete technology, discriminates between:

- The portable handset or terminal. When a more general access has to be provided a Cordless Terminal Adapter (CTA) may be applied as well.
- The Radio Fixed Part (RFP) supporting the physical layer of the DECT Common Interface within a cell.
- The Cordless (Cluster) Controller (CC) handling one or a cluster of RFP's. In a multi-cell system the CC may take care of (seamless) handover between the cells served by the cluster.
- The network specific interface. In a multi-handset application call completion may be supported by this entity as well.
- The application specific supplementary services. Examples are centralized authentication & billing in a telepoint system, or mobility management in a multi-location PABX-based network.

The combination of RFP's, CC, Network Interface and Supplementary Services is called the **DECT fixed system**.

Depending on the scale and nature of the DECT application, functional entities are separately implemented or physically integrated.

The product scope of cordles systems

The archetype of all cordless applications is obviously the **residential system**. Developing from the initial "garden phone" to a single-cell multi-handset arrangement with local call completion facilities between the sets.

Another important application area for cordlessness is to be found in **public access systems**, where Telepoint is probably the best known example of this category. Others are local loop replacement in the public telephone network (e.g. Rural or under developed areas) and the earlier discussed GSM/PCN access.

Many observers of the emerging cordless market believe however that the initial driving force for wide-scale deployment of cordlessness will come from **business users**, with demands for freedom of movement and/or mobility in the business environment.

Small business systems are typically single-cell, or constituted of a number of isolated cells each covering a logical part of an office. It differs from the residential system by the larger number of network connections and the support of enhanced facilities in the office.

As the small business environment is typically high featured (key-systems, hybrid /ISDN switches) it is populated with a high penetration of system dependent feature terminals. The best approach to cordlessness in this environment is by an integration of the fixed system in the system terminals. The majority of the terminal features will remain in the fixed part. The handset adds freedom of movement within the cell (**Intra-office**) during the call and when calls have to be initiated or answered.

In addition to the Intra-office deployment large businesses will be a target for **Inter-office** applications as well. The multi-cell or even multi-location concept allows ambulant users to make or receive calls whenever they are in reach of the RFP's.

The architecture supporting this total mobility relies on dispersed RFP's and one or more Cordless Controllers (CC's) to take care of the mobility issues. The network interface to e.g. the PABX will support a private network signalling protocol (e.g. DPNSS or Q-SIG), enhanced with Location Registration provisions when multi-location mobility is supported. The latter results in a "Private PCN" type of operation, allowing users to be addressed via a personal private network number in the fixed and mobile parts of the network.

The relative importance of cordless technology in 1996, as forecasted by Philips BCS, is shown in table 3.

CORDLESS TECHNOLOGY - WHO'S BEING SERVED ?

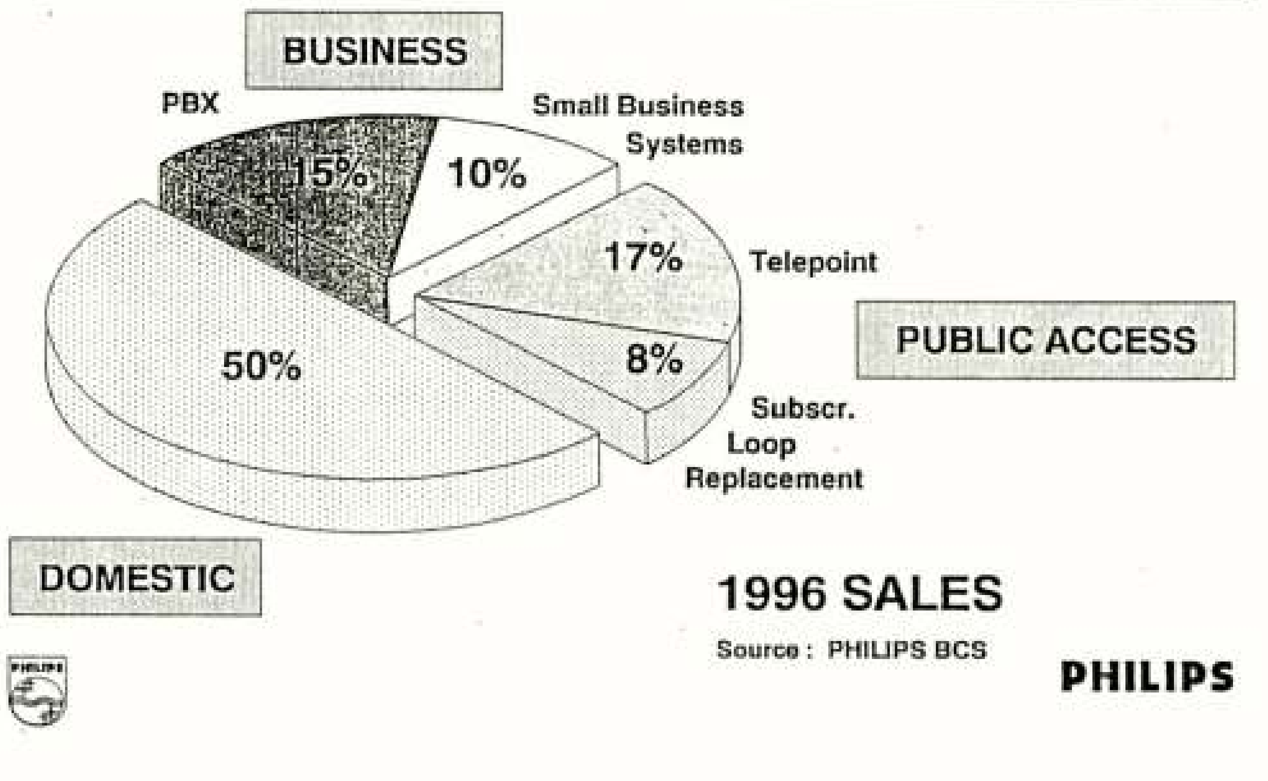


Table 3

Ultimate penetration of cordless technology in the office

Market research shows that ultimate CT penetration in the office environment is predicted to vary considerably. Average penetration in small systems (see table 4) is expected to be relatively high: 40% of the subscribers. One third of the small systems however is expected to be fully cordless, while a small percentage of the installations is not seen to use cordlessness at all. Average penetration in medium sized system is still substantial, while large systems are, as an average, not expexted to support more than 5% of their subscribers with cordless technology. Fully cordless systems above 300 subscribers are not foreseen.

The conclusion to be drawn from this overview is that cordless solutions should be offered in a flexible and modular way to become effective, with only a few handsets to be served equally well as many.

SOPHO-S and Cordless

Ultimate CT penetration in the office environment

	SYSTEM SIZE		
	SMALL	MEDIUM	LARGE
Average # of extensions	10	50	300
# of companies with:			
100%	30%	5%	
20%	30%	30%	5%
10%	40%	50%	10%
4%		25%	45%
1%			40%
Average # of users	40%	15%	5%

Source: BCS

PHILIPS

Table 4

Mobility in corporate networks

Intra office applications, allowing users freedom of movement within a single cell are relatively simple, have a low investment threshold and will constitute a significant share of the future installed base of cordless solutions.

The most complex application however is presented by the deployment of cordless technology to achieve **full mobility** in a **wide-area** private network context.

This "Private PCN", as it was called before, allows its users to be accessible via a personal private network number whenever they are in reach of the locations covered by the cordless facilities associated with the network.

In this concept the **Cluster Controller** (CC) is, apart from providing the PBX interfacing, dealing with functions as roaming and handover as these are not a part of the PBX Services catalogue. Another new entity in the conceptual scheme is the **Mobility Management** (MM) function. Mobility management may concern itself with (portable) handhelds (this is called **terminal mobility**) but it can also be applied to provide for **user-mobility**, allowing users to port their number and "access-rights" to other terminals in the network without the need to physically carry a handheld.

The MM-function deals with issues as location registration, authentication/identification, routing and billing/accounting, a wide and complex range of tasks to be carried out in an **adjunct** server to the PBX itself.

In the GSM concept the MM-entities are interconnected via a fast and usually separate network. Location registers have to be updated as fast as possible when e.g. users move in their cars from one cell to another. The SS7 MAP (Mobile Application Part) used for this purpose does not map in a straightforward way on the QSIG inter-PBX protocol to be used in private networks. This, and the fact that private networks are, too a certain extent, less demanding when it comes to the speed of re-location updating (users need time to travel from one site to another) asks for a reconsideration.

A possible alternative is posed by combination of the X.500 Directory Service and its concepts with Mobility Management functions (the MM and Directory Service tasks are partly overlapping).

There is still a lot of conceptual work to be completed when it comes to Private PCN's, to be followed by a substantial implementation programme. It is unlikely that this work will all be finished with the arrival of DECT handsets in the market. The initial DECT applications are therefore expected in a somewhat more simple version of the situation just described: the single-location multi-cell case.

Single location mobility

DECT's paging channel is providing for an abundant paging capacity: up to 6000 subscribers can be served on a single location without the need to know in which cell they reside. This simplifies the MM-function for a single-site considerable and the remaining MM functions are expected to allow accommodation, in an acceptable way, in the Cluster Controller serving the location.

Hence, a timely DECT introduction in the business environment seems feasible in single-site multi-cell contexts served by a single Cluster Controller to obviate the need for location registration.

Whereas most PBX manufactures seem to have adopted an adjunct-switch as the core of the CC, to be networked with the parent PBX via a DPNSS or QSIG protocol, a more promising attempt allows for a full integration of the CC-functions in the PBX itself. The most difficult constraint, the (fast) switching required when handovers are encountered, can be solved by allowing the DECT Cluster Controller cards installed in the PBX autonomous rerouting of calls. In this way PBX calls to handhelds not present in their "home" cell can be diverted to "visited" cells. And in reverse, handhelds calling from visited cells will have their call diverted to their home cell before further extension to the PBX. A cost effective solution for the autonomous switching concept is to provide a packet bus to carry the DECT 32Kbit/s inter-cell traffic.

Conclusion

In spite of the failure of the early Telepoint exercises, cordlessness continues to feature prominently in the investment catalogue of R&D for PBX's. There is no self-respecting PBX supplier not involved in advanced development work for cordlessness, either direct or via alliances. Most of the future excitement will come from DECT. It is the only technology equipped with ample provisions to interwork with various mobility concepts and its versatility puts it in a position to become a widely accepted "access fabric" to many networks. The DECT standard is currently in the public enquiry phase in ETSI and is expected to become approved mid '92. First DECT handsets will be available in the course of '94.

Voordracht gehouden tijdens de 399e werkvergadering.

AUDIO ENGINEERING SOCIETY
NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
396e werkvergadering

UITNODIGING voor de lezingen- en demonstratieavond op 25 februari 1992 bij Sony Music, Nijverheidsweg 32-40, Haarlem.

THEMA: DE ANALOGE COMPACT CASSETTE

PROGRAMMA:

18.45 - 19.15 uur: Ontvangst, koffie

19.15 - 20.00 uur: **RONDLEIDING**

20.00 uur: Procesfilosofie MC's/Mastering
Dhr. J. Lamme, Sony Music Entertainment (Holland) B.V.
Duplication/Despooling/Finishing
Dhr. Th. Köhler, Sony Music Entertainment (Holland) B.V.
Quality Control
Dhr. B. Hannink, Sony Music Entertainment (Holland) B.V.
Gedrag van de compact cassetteband bij muziekopname
Dhr. Wilhelmus Andriesen, BASF Magnetics GmbH.

±22.30 uur: **SLUITING.**

Aanmelding voor deze avond dient te geschieden vóór 20 februari aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.

Het aantal deelnemers is beperkt tot 85. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. *Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u van het AES een afschrijving. Bij toelating ontvangt u een toegangsbewijs.*

Leden van NERG en AES hebben gratis toegang. Vanwege de beperkte zaalgrootte kunnen wij helaas geen introducé's toelaten. Deelnemers dienen het toegangsbewijs mee te nemen en op verzoek te tonen bij de toegang tot de zaal.

Namens de samenwerkende verenigingen,
Dhr. C. L. Doesburg
Voorzitter AES
Tel. 035 - 21 54 61

Leusden, februari 1992.

VEDERPRIJZEN 1991

Consideransen uitgesproken door Dr.Ir. L.E. Zegers op 9 juni 1992

Mijnheer de voorzitter, dames en heren,

Deze lezingendag is gewijd aan GSM, de belangrijke poging om het z.g. "integrated services digital network" door te trekken naar mobiele aansluitpunten in de CEPT-lidstaten.

Duidelijk zal blijken hoe complex dit PAN-Europese systeem is, met zijn procedures voor het opbouwen en handhaven van circuit-geschakelde digitale radioverbindingen voor snelbewegende gebruikers ergens in onvoorspelbare cellen en onvoorspelbaar terrein, en de daaruit voortvloeiende – matige tot slechte radio – propagatie condities.

Het GSM-systeem is een indrukwekkende aanpak om betrouwbaar, hoogkwalitatief telefoonverkeer te garanderen onder moeilijke randcondities door toepassing van adequate processor capaciteit in net- en randapparatuur en zeer uitgebreide signalerings- en besturingsprotocollen.

De beide vederprijswinnaars hebben in het geschetste gebied op een bijzondere wijze bijgedragen door hun werk.

Allereerst Dr. J.P. Linnartz, hier vertegenwoordigd door mevrouw Henriëtte Schmid, waarvoor ik nu de overwegingen zal schetsen, die tot de prijstoekenning geleid hebben.

Zoals bekend ondersteunt de vaste telecommunicatie-infrastructuur, naast circuit-geschakeld verkeer, ook pakket-geschakeld verkeer voornamelijk voor kortere berichten en interactieve communicatie tussen computers.

De bijbehorende protocollen, met name het X.25 protocol, zijn niet toegespitst op het handhaven van real-time verbindingen tussen aansluitpunten. Integendeel, door het stootsgewijze informatie-aanbod van computers als uitgangspunt te nemen worden ook korte onderbrekingen door storingen of uitval van het communicatiekanaal acceptabel.

U zult dus kunnen begrijpen, dames en heren, dat dergelijke protocollen in potentie meer geschikt zijn voor radiokanalen met fading en wederzijdse storing tussen verbindingen.

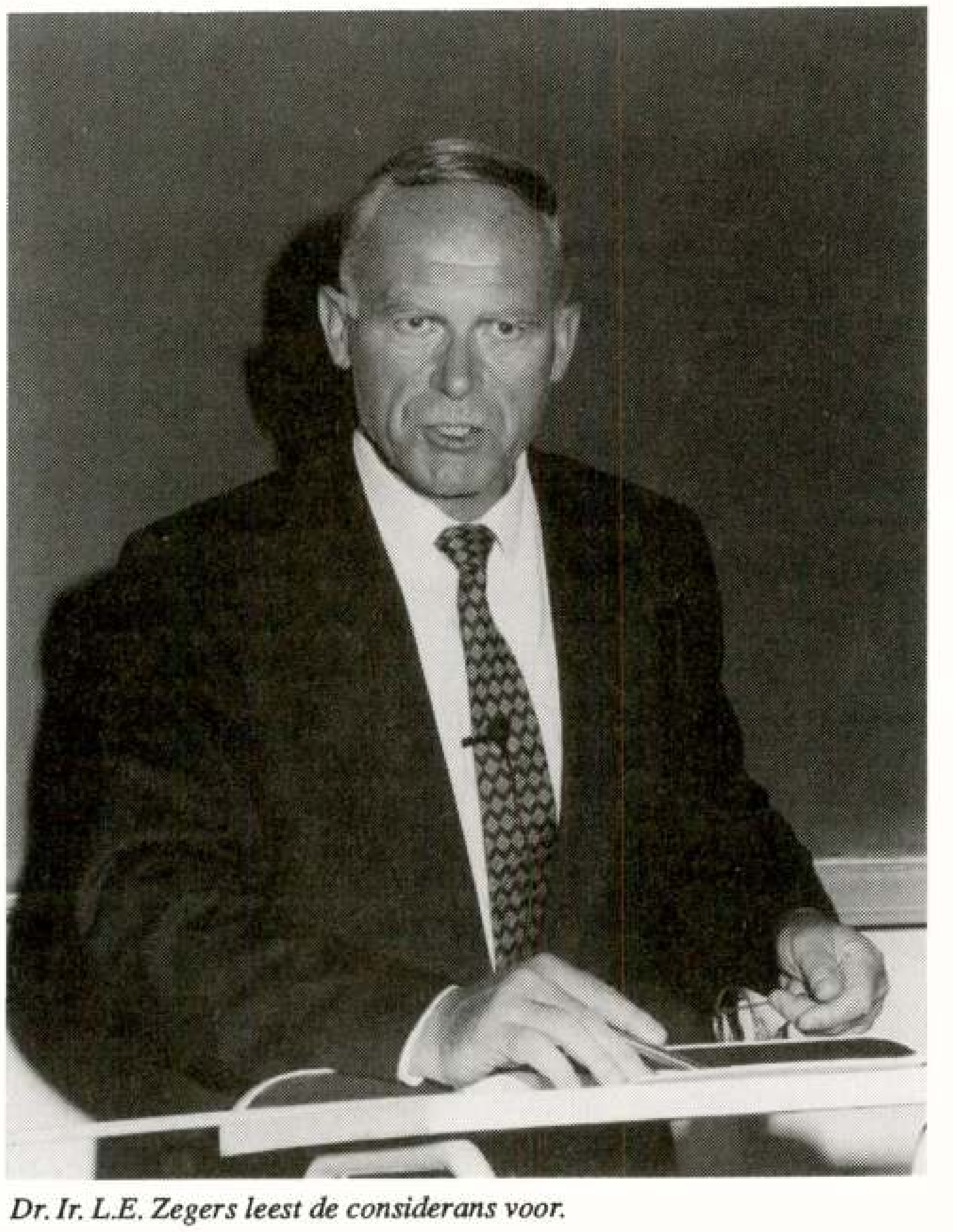
Dit onderwerp nu is in de afgelopen zes jaar bestudeerd door J.P. Linnartz. In een lange reeks van internationale publicaties, uitmondend in een proefschrift waarop hij met lof promoveerde op 19 december 1991 aan de TU-Delft, heeft hij de theorie van pakket-communicatie in mobiele radionetten veel verder gebracht.

Zijn meest wezenlijke bijdrage is de geslaagde combinatie van drie uiteenlopende disciplines, te weten:

1. het mathematisch-stochastisch modelleren van de signaalfluctuaties van mobiele radioverbindingen in het VHF/UHF-gebied;
2. de theorie van optimale ontvangst en digitale detectie in kanalen met co-channel interferentie, dus in een omgeving ver verwijderd van het klassieke shannon-kanaal met additieve witte gaussische ruis;
3. de theorie van protocollen voor meervoudig gebruik, de z.g. multiple access, van ideale kanalen.

De eerste twee disciplines zijn transmissie-georiënteerd, de derde is netwerk-georiënteerd.

Klassiek geschoolde telecommunicatie-ingenieurs weten hoe uiteenlopend het gedachtengoed en de methodes in die verschillende vakken kunnen zijn.



Dr. Ir. L.E. Zegers leest de considerans voor.

Linnartz heeft niettemin verbanden gelegd, voornamelijk door erop te wijzen dat de rayleigh-fading statistiek voor de mobiele verbinding naadloos overgaat in de Laplace-transformaties, die nodig zijn voor de berekening van karakteristieke functies in de prestatie analyse van netwerken. Daardoor heeft hij baanbrekende analytische berekeningen kunnen doen van complexe ruimtelijke situaties in celstructuren, die door anderen tot dusver slechts met krachtige simulatie programma's en werkstations konden worden aangepakt. Hierdoor kon hij ook interpretaties van systeemgedrag doen op basis van analytische formules, en zo ook komen tot optimalisatie van systeemontwerpen.

Zijn meest opmerkelijke conclusie is dat een cellulair systeem voor pakket communicatie volstrekt anders ontworpen dient te worden dan een digitaal cellulair systeem voor real-time spraakverkeer, waar immers geen tijdelijke onderbrekingen of blokkeringen geduld kunnen worden.

Met andere woorden, het GSM-systeem is niet optimaal ontworpen voor dataverkeer, met uitzondering van langdurige sessies van z.g. "file transfer" en "down-loading" van grote hoeveelheden data naar of van mobiele gebruikers.

Voor datagrammen en besturingsinformatie van bijeenhorende groepen van vaar- en voertuigen, waar korte berichten overheersen, kan daarentegen een veel hogere net- en frequentie-efficiëntie bereikt worden met "chaotisch" pakketgeschakeld verkeer.

Internationale erkenning heeft J.P. Linnartz inmiddels al geoogst door de aanstaande publicatie van zijn proefschrift door een van de grootste Amerikaanse uitgevers van technisch-wetenschappelijke literatuur. Verder

door zijn toetreding tot de wetenschappelijke staf van de University of California in Berkeley, alwaar men een programma op het gebied van de mobiele communicatie wil beginnen.

Dit laatste betekent helaas ook dat hij niet in staat is om heden zelf de prijs in ontvangst te nemen, die het Bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder hem heeft toegekend, voor de door mij reeds opgesomde bijdragen tot een veel beter begrip van de digitale mobiele netwerken.

Mijnheer de voorzitter, dames en heren,
Gaarne wil ik nu overgaan tot het uitspreken van de overwegingen die hebben geleid tot het toekennen van de Vederprijs aan de heer R.H.E. Gulikers.

De ontwerpopdracht van Ir. R. Gulikers in het kader van de tweede fase ontwerpersopleiding "Communicatie en Informatietechnieken" betrof een uiterst complex probleem van draaggolfterugwinning door middel van her-modulatie en decision feedback bij kwadratuur-amplitude-gemoduleerde signalen (QAM).

De toepassing van deze techniek voor de z.g. "Binary Phase Shift Keying" (BPSK) was een vinding van Ir. G.J.M. Jansen, in het kader van een afstudeerwerk aan de Technische Universiteit Eindhoven, waarvoor een octrooi verleend werd.

Deze manier van draaggolfterugwinning is in het algemeen sterk afhankelijk van de frequentie van het ontvangen signaal. Teneinde dit probleem te ondervangen heeft Ir. Gulikers gekozen voor een configuratie met een heterodyne faselus (PLL). De oplossing van her-modulatie met behulp van geschakelde fasedraaiers in deze configuratie is nieuw.

De gekozen aanpakken hebben geleid tot een complex regelsysteem, hetgeen hij tot in detail geanalyseerd heeft.

De differentiaalvergelijkingen, die het regelsysteem beschrijven, heeft hij met de methode van Fokker-Planck opgelost. Het gedrag van de draaggolf- en data-klok terugwinningscircuits is door hem vastgelegd in termen van symboolfoutenkansen en kansdichtheidsfuncties van de ruis in de teruggewonnen draaggolf. Hierdoor werden bruikbare instrumenten gerealiseerd voor het bepalen van de systeemparameters.

Ir. Gulikers heeft het systeem niet alleen ontworpen en geanalyseerd, maar ook daadwerkelijk gerealiseerd. Voor de vereiste differentiële voorcodering van kwadratuur-amplitude gemoduleerde signalen heeft hij een originele, nieuwe methode ontwikkeld. De complexiteit van het teruggekoppelde systeem maakte een stabiele werking overigens erg moeilijk.

Door metingen aan de werkende implementatie is tenslotte vastgesteld, dat het regelsysteem de vergrendeling ("lock") pas verliest bij een E_b/N_o signaal-ruis verhouding van -3dB, hetgeen overeenkomt met een bitfoutenkans van 30%.

Verder dat het regelsysteem invangt bij een E_b/N_o signaal-ruis verhouding van -1.8dB, overeenkomend met een bitfoutenkans van 24%.

Ir. Gulikers heeft zeer origineel en moeilijk onderzoekswerk gedaan. De gekozen oplossingen en de uitgevoerde analyses zijn in de literatuur niet bekend en lenen zich voor een tweetal publicaties. Zijn analyses van het systeem getuigen van een scherp mathematisch inzicht en van een goede beheersing van de onderliggende theorie. De implementatie is een voorbeeld van gedegen ingenieurswerk en veelbelovend ontwerperstalent.

Redenen waarom het Bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder ook aan Ir. R. Gulikers de Vederprijs heeft willen toekennen.



Als vertegenwoordigster van Dr. Ir. J.P. Linnartz, neemt Mevr. H. Schmid de Vederprijs in ontvangst.



Overhandiging van de Vederprijs aan Ir. R. Gulikers door Mevr. F. Kosters, achterkleindochter van Anthony Veder.

MOBIELE COMMUNICATIE: SAMENHANGENDE DIENSTEN; GESCHEIDEN RADIOTECHNIEKEN

Dr.Ir. Jean-Paul Linnartz
University of California Berkeley

Momenteel is de mobiele communicatie een zeer snel groeiende markt. Toch is het verband tussen de behoefte tot verplaatsingen en die tot communiceren niet nieuw. Er is door de eeuwen heen altijd al een duidelijke relatie geweest tussen mobiliteit en communicatie. Misschien verklaart dit dat we momenteel een zo succesvol samengaan zien in de vorm van mobiele communicatie. Talrijke toepassingen vragen om de ontwikkeling van een samenhangende infrastructuur. Toch blijken er redenen te zijn om niet alle mobiele diensten over één uniform soort radioverbinding aan te bieden.

HISTORISCH PERSPECTIEF

In de vroege geschiedenis was de infrastructuur voor fysiek transport de enige mogelijkheid tot overdracht van informatie: Het bericht dat de stad Athene de veldslag bij Maraton had gewonnen werd per courier overgebracht, gebruik makend van bestaande paden en wegen in het oude Griekenland. Steden en handelscentra ontwikkelden zich op kruispunten van wegen. Niet alleen de constante aanvoer van goederen en toestroom van klandizie waren de aanzet hiertoe: juist het feit dat op deze plaatsen *informatie* werd uitgewisseld over misoogsten, overstromingen, natuurrampen en veldslagen maakten deze knooppunten interessant voor internationaal opererende handelaren. De bankiersfamilies in de Renaissance waren de eersten die het initiatief namen tot het organiseren van informatiestromen, namelijk door het opzetten van nieuwsdiensten. De ontwikkeling van Holland in de Gouden eeuw was niet alleen te danken aan een sterke handelsgeest, maar kwam mede tot stand doordat de Hollandse zeevaarders een belangrijke rol gingen spelen in de uitwisseling van informatie.

*Tele*communicatie veranderde de vervlechting tussen berichtenverkeer en fysiek verkeer: de uitwisseling van informatie geschiedt niet langer uitsluitend via infrastructuren voor fysiek transport. Berichten worden verstuurd over het telegraafnet, het telefoonnet, diverse radionetten en later via allerlei meer geavanceerde telecommunicatienetten. Met *mobiele* communicatie is het mogelijk berichten uit te wisselen met personen onderweg. Hedentendage zien we steeds meer toepassingen van mobiele communicatie die nauw samenhangen met verkeer en vervoer. Nu Nederland binnen Europa de traditionele rol van handels- en distributieland wil doen herleven, zal ook de behoefte opleven deze handels- en distributiemobiliteit te optimaliseren door effectief gebruik te maken van de mogelijkheden van nieuwe communicatietechnieken [1].

MOBILITEIT EN OSI

Gezien deze fundamentele samenhang van mobiliteit en communicatie kunnen we mobiele communicatie niet afdoen als een randverschijnsel dat zich afspeelt op de onderste laag van het Open Systems Interconnection (OSI) referentiemodel. Mobiliteit beïnvloedt het communicatieproces op alle lagen:

Juist in de toepassingen, op de Applicatielaag en daarboven, werpt een samenhangende benadering van mobiliteit en communicatie vruchten af. Mobiele gebruikers wensen naast een mobiel equivalent van de bestaande diensten, zoals de telefoon, ook andere, nieuwe diensten. Professionele gebruikers, zoals de taxi-chauffeur, de conducteur op trein en de servicemonteur onderweg, bedienen zich voornamelijk van korte gestandardiseerde berichten [2]. Hun karakteristieke conversatie duurt niet langer dan 8 seconden. Dit vereist een andere benadering van de netstructuur dan een mobiel *telefoon*net [3 - 4]. Het circuit-geschakelde GSM net zou hier beslist niet efficiënt zijn: 24 databerichten worden uitgewisseld over het radiokanaal, voordat de spraakverbinding tot stand komt. De professionele gebruiker heeft daarentegen vaak genoeg aan het overbrengen van enkele woorden of enkele honderden bits. Ook al refereert de reclameboodschap "Schat, staat de Bokma koud?" aan een telefoonconversatie, het bericht is niet langer dan 200 bits. De Zweedse PTT en Ericsson ontwikkelden een publiek pakket-geschakeld mobiel netwerk [5]. De keuze van gescheiden radionetten voor verschillende mobiele diensten blijkt de afgelopen jaren steeds vaker gemaakt te worden [13]. In het verdere verloop van dit artikel wordt deze observatie verder uitgewerkt.

Afzakkend naar de presentatielaag van het OSI model: Belangrijke technische vooruitgang is geboekt op het gebied van de spraakcodering, ingegeven door de grote behoefte aan efficiënte digitale representatie van menselijke spraak. In nieuwe mobiele telefoonnetten wordt gekozen voor digitale transmissie, mede omdat dit robuuster is tegen storingen door andere gebruikers, waardoor het radiospectrum efficiënter kan worden gebruikt dan bij analoge transmissie. Toch is er een keerpunt in verdere verfijning van signaalbewerking en broncodering. Een nieuwe lijn van onderzoek richt zich op verlaging van het stroomverbruik, in plaats van op verdere minaturisatie of verhoging van de klokfrequentie van digitale chips [6, 17]. De afmeting en gewicht van de batterij of accu wordt gezien als de cruciale factor in het ontwerp van de terminal. In tegenstelling tot de traditionele VLSI ontwerpen van verwerkingseenheden (CPUs) in computers, bevatten mobiele terminals schakelingen voor *real-time* signaalbewerking. De vereiste rekensnelheid wordt volledig bepaald door de gebruikte datasnelheden en de gekozen implementatie. Het gebruik van schakelingen met een hogere verwerkingssnelheid dan strikt nodig is ongunstig vanwege het hoge stroomverbruik. Eerste experimentele resultaten lijken aan te geven dat optimale voedingsspanningen tussen 1,2 en 1,5 volt liggen [17]; hetgeen beduidend lager is dan de optimale spanning bezien vanuit het

---

Dr. Ir. J.P.M.G. Linnartz is Assistant Professor aan de University of California, Berkeley. Op 9 juni j.l. ontving hij de Vederprijs 1991 voor zijn promotie-onderzoek naar verkeersaspecten in mobiele radionetwerken in de vakgroep Telecommunicatie- en Verkeersbegeleidingssystemen aan de T.U. Delft. Dit artikel is beoogd als dankwoord, zijnde een extrapolatie van enkele onderzoeksresultaten, aangevuld met een beschouwing van recente ontwikkelingen in de definiëring van een mobiele communicatie-infrastructuur.

oogpunt van rekensnelheid. De analog-naar-digitaal conversie wordt zover mogelijk naar achteren in de ontvanger geschoven. Filters geïmplementeerd met geschakelde capaciteiten verbruiken aanzienlijk minder electrisch vermogen dan schakelingen door middel van digitale signaalprocessoren (DSP). Figuur 1 geeft een voorbeeld van een spread-spectrum demodulator uitgevoerd met geschakelde capaciteiten [7].

De manier van representatie van video, spraak en data, en de mate van broncodering bepalen sterk het stroomverbruik van de mobiele terminal. Het lijkt energie-zuiniger en efficiënter om video ongecodeerd te verzenden (hoog zendvermogen, maar laag hoogstroomverbruik door het ontbreken van ingewikkelde DSP), dan uitgebreide broncodering toe te passen. In de computerindustrie wordt momenteel de discussie gevoerd of gegevensverwerking in het vaste netwerk of in de draadloze terminal dient te gebeuren. Sommige speculaties voorspellen een terugkeer naar de eenvoudige terminal, nu in portable uitvoering met infrarood of radioaansluiting, waarbij computersystemen in de basisstations het eigenlijke rekenwerk doen. De traditie van een conserverend spectrum beheer [7-8] staat daarbij lijnrecht tegenover de huidige aandacht voor energie-zuinig ontwerpen. Fundamentele inzichten in de afweging energie-verbruik versus spectrum-gebruik ontbreken nog of lijken te zeer afhankelijk van onvoorspelbare nieuwe ontwikkelingen in de micro-electronica.

Zonder onrecht te willen doen aan de vermaarde theorie van Shannon; het is in de mobiele communicatie een misvatting om prestatie van een netwerk alleen versus de gemiddelde E_b/N_0 in een grafiek uit te zetten. Niet alleen het zendvermogen, maar ook vermogen gebruikt voor spraakcodering, kanaalcodering en signaalbewerking laat "de batterij leeglopen". Alleen al het stand-by vermogen om signaleringsberichten te ontvangen, synchronisatie vast te houden, equalizers ingesteld te houden en mogelijk relevante berichten te decoderen beperkt vaak de beschikbare tijd van de huidige draadloze telefoons tot enkele uren [13].

Medium access laag: Veel onderzoek in het afgelopen decennium betrof efficiënte toegangstechnieken voor mobiele netten. Anders dan in kabelnetten gaat het niet alleen om efficiënte dynamische toewijzing van frequentie-tijd segmenten, maar ook de grootte van het gebied waarin op de frequentie beslag wordt gelegd speelt een rol. In [8] wordt derhalve gerekend in time-area-spectrum (TAS) eenheden. Radiopropagatie en modulatie-, coderings- en diversity-technieken blijken een grote invloed te hebben op de prestatie van het TAS toegangsprotocol [9-12]. Het verkeerspatroon daarbij is een belangrijke factor [10]. In de circuitgeschakelde autotelefoonnetten wordt een cellulair patroon gebruikt voor toekenning van TAS middelen. Het voorbeeld in Figuur 2 uit [8] geeft aan dat spectrum efficiency van een cellulair autotelefoonnet (uitgedrukt in erlang per Hz per km^2) versus de prestatie (uitgedrukt in gemiddelde bitfoutenkans), sterk afhangt van de propagatie-omstandigheden.

Ondanks de inmiddels wijdverspreide toepassing van de cellulaire netstructuur blijkt deze vorm van frequentie-(her)gebruik sub-optimaal te zijn voor pakket-geschakelde datanetten [3, 9, 10]: In een mobiel net kunnen datapakketten worden verminkt door fading of gedurende tijdelijk hoge stoorniveaus. Dit wordt ondervangen door een geschikt hertransmissieprotocol. Bovendien heeft het berichtenverkeer in deze datanetwerken een (onvoorspelbaar) burst-karakter. In de meeste (efficiënte) toegangsprotocollen bestaat aldus de kans op een conflict tussen twee of meer mobiele terminals die gelijktijdig een pakket pogen te versturen (collision). Deze onderlinge interferentie kan leiden tot verminking van enkele van de verzonden pakketten. Ook dit vraagt om geschikte hertransmissiestrategieen. Echter, vanwege het 'capture effect' zijn radio-datanetwerken veel beter bestand tegen collisions dan bekabelde data netwerken [12]. Gelijktijdige uitzending van meerdere pakketten leidt niet noodzakelijkerwijze tot verlies van alle betrokken pakketten want sommige zullen sterker overkomen dan anderen vanwege propagatie-effecten. Dit maakt op competitie gebaseerde toegangstechnieken, zoals het ALOHA protocol, bij uitstek geschikt voor mobiele netten. Sterker nog, aangrenzende gebieden kunnen van dezelfde frequentie gebruik maken (zie figuur 3). De tolerantie van asynchrone data voor vertragingen opgelopen door hertransmissie maken gezamenlijk gebruik van dezelfde frequentie mogelijk en zelfs efficiënt. Dit in tegenstelling tot cellulaire telefoonnetten waarin het gebruik van dezelfde frequentie in aangrenzende cellen doorlopend tot ontoelaatbare hoge stoorniveaus zou leiden.

Deze observatie suggereert dat omwille van efficiënt ethergebruik, pakket-geschakelde data en telefoonverkeer over gescheiden radionetten dienen te worden afgewikkeld [10], tenzij er efficiënte protocollen kunnen worden ontwikkeld voor toekenning van TAS eenheden aan gemengd verkeer. Vooralsnog ziet het er naar uit dat gescheiden netten efficiënter zijn.

Data-link laag: De mislukte experimenten om rechtstreeks een telefoonmodem of een fax betrouwbaar aan te sluiten op een cellulaire telefoon in een rijdende auto tonen aan dat de gebruikte kanaalcodering terdege moet worden afgestemd op het karakteristieke mobiele radiokanaal. Het effect van 'Rayleigh fading' op een mobiel kanaal is totaal anders dan additieve witte Gaussische ruis. Op het laagste niveau, de fysieke laag, dus op het mobiele radio kanaal zien we een aantal beperkingen: Ruisbeperkingen, propagatiebeperkingen, zoals dispersie en fading, en interferentiebeperkingen. Een efficiëntie bestrijding van deze beperkingen van het mobiele kanaal vraagt om een samenhangende aanpak, rekening houdend met de organisatie van de medium access laag.

GEÏNTEGREERDE NETTEN

Veel van de talrijke potentiële toepassingen van mobiele en persoonlijke communicatie worden pas echt effectief zodra we in staat zijn meerdere diensten te kunnen bundelen. Is een bundeling van mobiele diensten hetzelfde als een pleidooi voor een mobiel ISDN? Mijns inziens niet.

Er is een cruciaal verschil in het schaarste aspect van mobiele kanaalcapaciteit en kostenaspecten van het aanleggen van een kabel-infrastructuur. Bij een kabelinfrastructuur zijn vooral de installatiekosten bepalend. Bundeling van verschillende soorten verkeer over dezelfde kabel beperkt deze installatiekosten aanzienlijk. De capaciteit per kabel (zeker bij optische communicatie) stijgt meestal ver uit boven de benodigde transmissiecapaciteit. Bij kabelverbindingen zijn spectrum en batterijvermogen niet langer schaars. Een extra beslag op transmissiecapaciteit weegt ruimschoots op tegen de mogelijkheid om met strikt OSI ontwerp de complexiteit van het net te beheersen. In de mobiele communicatie daarentegen leidt een afzonderlijke aanpak van de problemen per OSI laag niet tot efficiënte oplossingen zonder oog voor de invloed van de verschillende lagen op de spectrale efficiëntie, de prestatie en het stroomverbruik.

Twee diensten met extreem verschillende communicatie-eisen zijn paging (semafonie) en HDTV-video. In een geïntegreerd mobiel TDMA netwerk ontvangen terminals voor deze diensten dezelfde radiosignalen. Een HDTV link biedt tientallen zo niet honderden megabits per seconde aan aan de decoder. Tegelijkertijd moet de pieper zoeken dus al deze megabits naar mogelijke enkele relevante bits. Vergelijken we met het (openbare) vervoerssysteem, dan wensen we geen TGV-aansluiting in elke achtertuin. Een andere parallel tussen mobiele netten en de infrastructuur voor fysiek verkeer is dat in beide gevallen bundeling van verschillende

soorten verkeer niet duidelijk leidt tot verhoging van de efficiëntie [14]. Ook in het verkeer en vervoer valt een tendens tot ontvlechting van verschillende soorten verkeer te bespeuren (fietsstroken, aparte bedding voor TGV spoorlijnen, carpool lanes). Wel wensen wij integratie, samenhang van bijvoorbeeld de *dienst*regeling van trein en bus. Evenzo is een infrastructuur voor geïntegreerde mobiele diensten zinvol. Veel plannen die nu op de tekentafel liggen, waaronder het universele mobiele telefoonsysteem UMTS, leggen mijns inziens te sterk de nadruk op de bundeling van kanalen en berichtenverkeer in plaats van bundeling van diensten.

PERSOONLIJKE COMMUNICATIE

Een vergelijking tussen de autotelefoonnetten en de netten voor handzame persoonlijke terminals (telepoint, greenpoint, etc.) levert een aantal frappante resultaten op.

1. In de nieuwe netten voor persoonlijke communicatie (DECT, CT2) wordt technische prestatie en spectrale efficiëntie opgeofferd ten gunste van geringer stroomverbruik [13].
2. De twee systemen gebruiken gescheiden, en zelfs technisch essentieel verschillende radioinfrastructuren [13].
3. De abonnee van telepoint kan bellen maar niet gebeld worden. Een vruchtbare mogelijke electronische koppeling van een telepoint telefoon met een pager bestaat vooralsnog niet. Toch kunnen deze twee apparaten, ook al gebruiken ze twee volledig verschillende fysieke verbindingen, een samenhangende dienst aanbieden met duidelijke meerwaarde. Mogelijkerwijze spelen technische problemen nog een rol maar waarschijnlijker is het dat vooral economische, bestuurlijke, of juridische beperkingen een rol zullen spelen.

VERKEER EN VERVOER

De nota 'Telematica Verkeer en Vervoer' [1] werd in de Nederlandse politiek aangevallen op het deel-aspect 'rekeningrijden', waarna de nota al snel weinig aandacht meer kreeg. De recente IEEE Vehicular Technology Conferentie in Denver in mei 1992 besteedde echter ruimschoots aandacht aan de ontwikkeling van telematica in verkeer en vervoer, gebaseerd op nieuwe communicatiemogelijkheden.

Het Intelligent Vehicle Highway System (IVHS) is een voorbeeld van een poging tot ontwerp van een sterk samenhangend dienstenpakket met een mengelmoes van radioverbindingen [4, 15]. Hoewel de specificaties hiertoe nog niet zijn vastgesteld, ziet het er nu al naar uit dat het niet zal gaan om een "geïntegreerd" netwerk, in de zin dat slechts één soort draadloos communicatiekanaal gebruikt zal gaan worden. Integendeel: Infrarood lijkt een sterke kandidaat voor voertuig-naar-voertuig communicatie. Radio wordt interessant als de propagatie minder gericht dient te zijn en er met verschillende voertuigen tegelijk gecommuniceerd moet worden. Fleetmanagement kan gebruik maken van satellietcommunicatie als het gaat om vervoer over grote afstanden, maar een lokale taxi-centrale kan zich beter van een pakket-geschakeld radionet bedienen. Verkeersinformatie wordt via FM-omroep in het Radio Data Systeem (RDS) of lokaal via laagvermogens AM (AHAR) zenders uitgezonden. Kortom, de IVHS communicatie-architectuur kent een gemelleerde verzameling fysieke verbindingen.

CONCLUSIES

Dit artikel verwoorde mijn indruk dat voor de gebruiker een samenhangend mobiel dienstenpakket uiterst wenselijk is. Een dergelijk netwerk zal echter geen gebruik kunnen maken van één alomvattend net met een uniform soort fysieke verbinding. Dit vanwege de vereiste spectrale efficiëntie en de beperkingen in stroomverbruik in de mobiele terminal. Het ontwerp van een dergelijk systeem lijkt een orde complexer dan de opzet van een alomvattend circuit-geschakeld ISDN of UMTS net. De drijvende kracht is niet langer de netbeheerder die wel belang heeft bij bundeling vanuit kostenoogpunt.

Ook speelt het bekende telecommunicatiedilemma hier een rol, dat een samenhangende infrastructuur van de grond moet komen terwijl de voordelen voor afzonderlijke gebruikers of van afzonderlijke diensten niet geheel duidelijk zijn. Bij sommige diensten, met name in het IVHS pakket, gaat het zelfs om introductie van zowel een nieuwe dienst als een nieuwe techniek. De ervaring wijst uit dat een dergelijke introductie vaak moeizaam verloopt [16].

Een samenhangend dienstenpakket ondersteund door gescheiden fysieke verbindingen vereist ook een weloverwogen formulering van de rol van de aanbieders van diensten en de netwerkexploitant(en) [16]. Het lijkt een 'test-case' voor onze vermogens daadwerkelijk te denken vanuit de toepassingen, om de infrastructuur en communicatiekanalen daarop af te stemmen. Ook vergt het een juiste bestuurskundige aanpak. Onderscheid van aanbieders gedifferentieerd naar soort van gebruikte radiotechniek leidt tot fundamentele inperking van de kans op een succesvolle ontwikkeling.

Een interessante vraag is of het gebruik van een infrastructuur gestoeld op spread-spectrumtransmissie tot een fundamenteel andere conclusie zou leiden. Het lijkt niet uitgesloten dat juist de mogelijkheid om diensten van verschillende aard via een gemeenschappelijk deel van het spectrum aan te bieden tot een essentieel andere architectuur zal leiden.

LITERATUUR

[1] Nota "Telematica Verkeer en Vervoer", Ministerie van Verkeer en Waterstaat, Den Haag, Tweede Kamer (1989-1990) 21 449, nrs. 1-2, 26 Feb. 1990, ISSN 0921-7371.

[2] P. Cohen, H.-H. Hoang and D. Haccoun, "Traffic characterization and classification of users of land-mobile communications channels", IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. VT-33, 1984, pp. 276-284.

[3] J.C. Arnbak, "Radio data networks: some differences with digital mobile telephony", Nordic Radio Symposium, Aalborg, Denmark, June 1992.

[4] J. Walker (Ed.), "Mobile Information systems", Artech House, London, 1990.

[5] G. Brentson, "Mobitex - a new network for mobile data communications", Ericsson Review, No. 1, 1989, pp. 33-39.

[6] P.R. Gray, "Low power baseband signal processing and conversion using charge-domain techniques", Presentation at Industrial Liason Program, U.C. Berkeley, March 1992.

[7] C. Veljanovski (Ed.), "Freedom in Broadcasting", Chapter 8: J. Fountain, "Radio spectrum management: An economic critique of the Trustee model", The Institute of Economic Affairs, London, March 1989, Hobart Paperback 29, ISBN 0-255 36218-8.

[8] A.S. De Vany, R.D. Eckert, C.J. Myers, D.J. O'Hara and R.C. Scott, "A property system for market allocation of the electromagnetic spectrum: A legal economic-engineering study", Stanford Law Review, Vol. 21, 1969, pp. 1499-1561.

[9] J.P.M.G. Linnartz, "Effects of fading and interference in narrowband land-mobile networks", Delft University of Technology, 19 December 1991, ISBN 90-9004491-4. Publicatie door Artech House onder de titel "Narrowband land-mobile radio networks".

[10] J.P.M.G. Linnartz, "Slotted ALOHA land-mobile radio networks with site diversity", IEE Proceedings I, Vol. 139, No. 1, Feb. 1992, pp. 58-70.

[11] J.P.M.G. Linnartz, A.J. 't Jong and R. Prasad, "Performance of personal communication networks with error correction coding in microcellular channels", 1st IEEE International Conf. on Universal personal communications, Dallas, TX, Sep. 29 - Oct 2, 1992.

[12] C. van der Plas and J.P.M.G. Linnartz, "Stability of mobile slotted ALOHA network with Rayleigh fading, shadowing and near-far effect", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 39, No. 4, November 1990, pp. 359-366.

[13] D.C. Cox, "Personal Communications - A viewpoint", IEEE Spectrum, Nov. 1990, pp. 8, 11, 12, 14, 16, 18, 19, 20, 92.

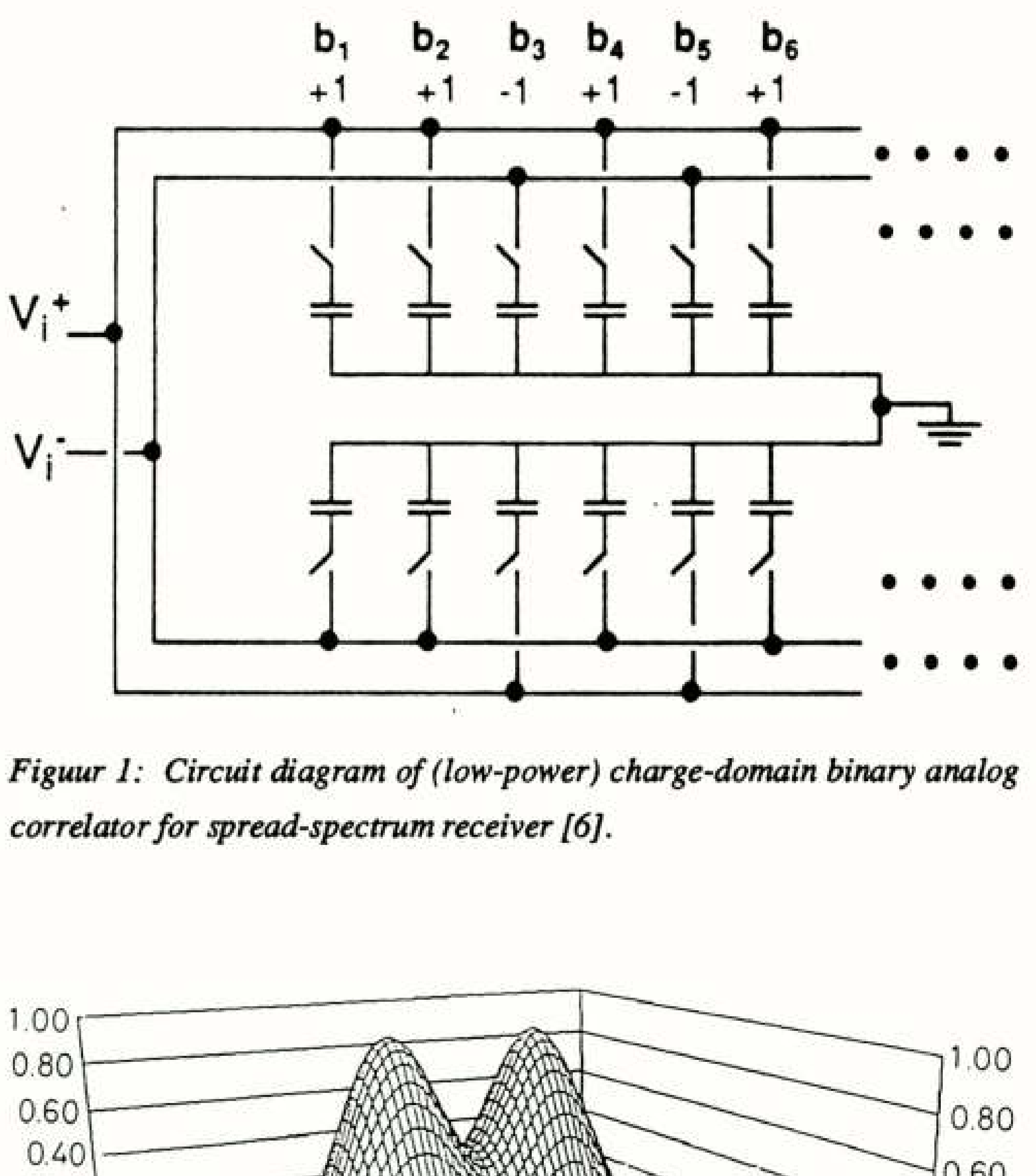
[14] J.P.M.G. Linnartz, "Verkeer, met snelheidbegrenzers of met de lichtsnelheid; een vergelijking tussen wegverkeer en telecommunicatie", Informatie en Informatiebeleid, i&i, ISSN 0167-9740, Vol. 9, No. 4, Winter 1991, pp. 25-35.

[15] M.P. Ristenblatt, "Communication architectures for the Intelligent Vehicle Highway Systems are available", IEEE Veh. Soc. Newsletter, Vol. 39, No. 1, Feb. 1992, pp. 8-19.

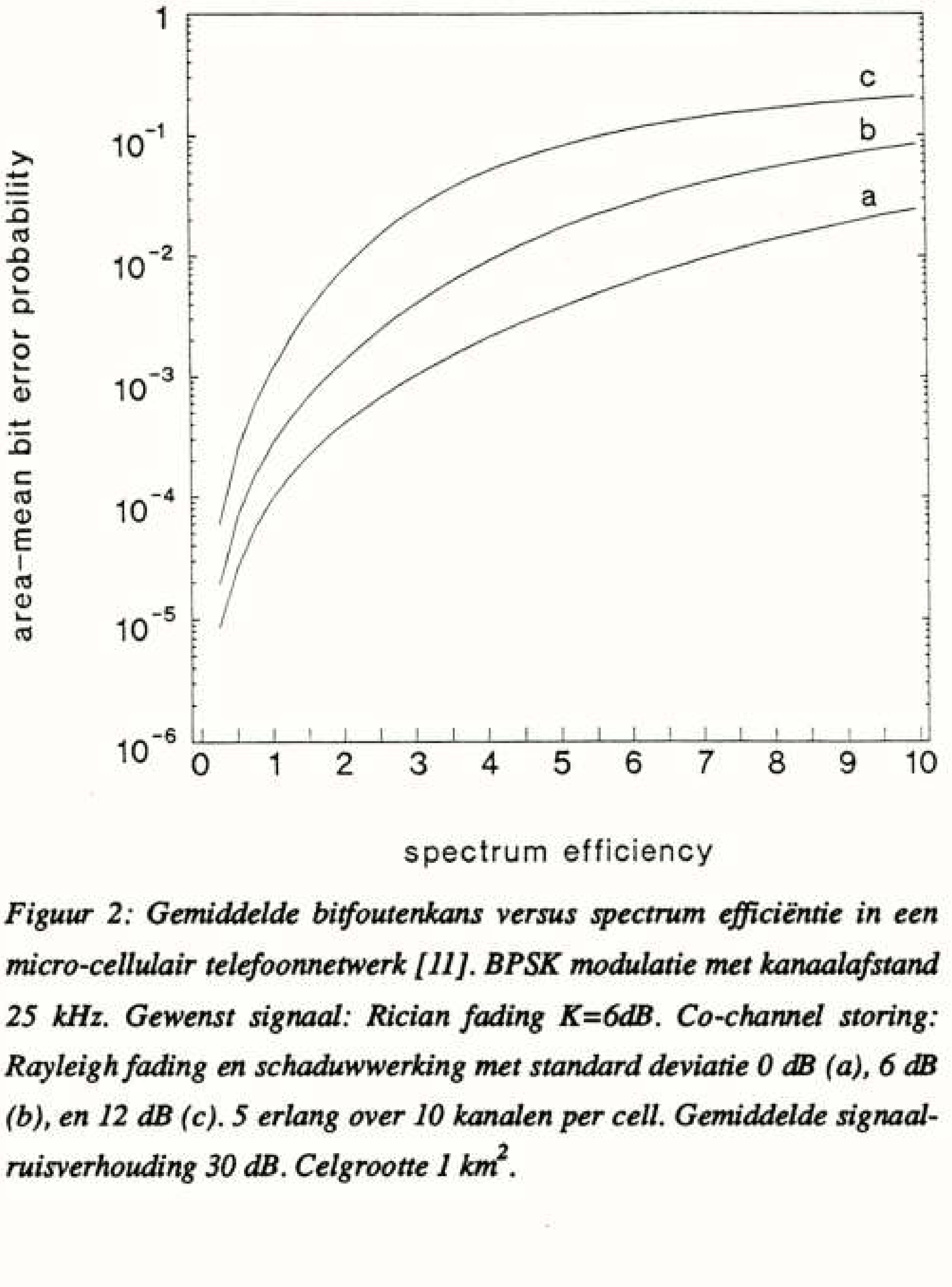
[16] J.C. Arnbak, J.J. van Cuilenburg en E.J. Dommering, "Verbinding en Ontvlechting in de Communicatie (V.O.C.)"), Otto Cramwinckel Uitgever, Amsterdam, 1990, ISBN 90 71894 15 0.

[17] R.W. Broderson, "Wireless Communications and Computing", Presentation at Industrial Liason Program, U.C. Berkeley, March 1992.

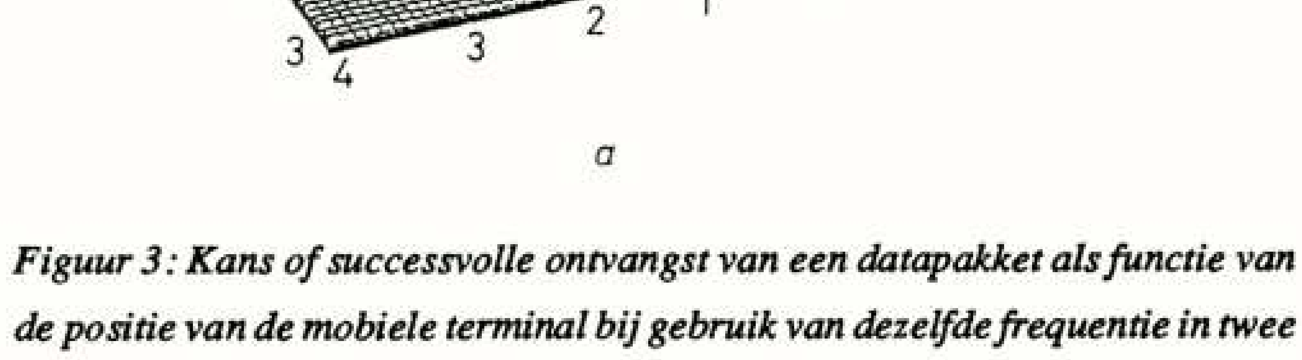
ILLUSTRATIES



Figuur 1: Circuit diagram of (low-power) charge-domain binary analog correlator for spread-spectrum receiver [6].



Figuur 2: Gemiddelde bitfoutenkans versus spectrum efficiëntie in een micro-cellulair telefoonnetwerk [11]. BPSK modulatie met kanaalafstand 25 kHz. Gewenst signaal: Rician fading K=6dB. Co-channel storing: Rayleigh fading en schaduwwerking met standard deviatie 0 dB (a), 6 dB (b), en 12 dB (c). 5 erlang over 10 kanalen per cell. Gemiddelde signaal-ruisverhouding 30 dB. Celgrootte 1 km².



Figuur 3: Kans of successvolle ontvangst van een datapakket als functie van de positie van de mobiele terminal bij gebruik van dezelfde frequentie in twee aangrenzende cellen in een mobiele datanet met ALOHA toegangsprotocol [10]. Poisson aankomstproces voor pakketuitzendingen met gemiddelde intensiteit 0.1 pakket per tijdslot per eenheid van oppervlakte. Macro-diversity: ontvangende basisstations op de lokaties (1,0) en (-1,0).

HET KARAKTERISEREN EN MODELLEREN VAN OPTO-ELEKTRONISCHE COMPONENTEN

Ir. Rob F.M. van den Brink
PTT Research, Leidschendam

THE CHARACTERIZATION AND MODELING OF OPTO-ELECTRONIC COMPONENTS

The increasing bandwidth of telecommunication networks is making increasingly stringent demands with regard to the design of broadband electronic circuits. This has resulted in a new specialism (broadband opto-electronics) composed of analog electronics, microwave electronics and optics.

The characterization of laserdiodes, photodiodes and transistors has become a vital aspect of broadband circuit design. This report describes some methods to measure electrical impedance, transfer of amplifiers, transfer of optical receivers and transmitters, noise of optical receivers and the FM-response of laserdiodes.

Bij de ontwikkeling van digitale en analoge glasvezeltransmissiesystemen is de beschikbaarheid van breedbandige schakelingen een voorwaarde, denk hierbij aan lasermodules, ruisarme optische ontvangers, en modulatie/demodulatie circuits. Dit soort schakelingen dienen signalen te kunnen verwerken tot in het GHz-gebied, met een bandbreedte van enige decaden.

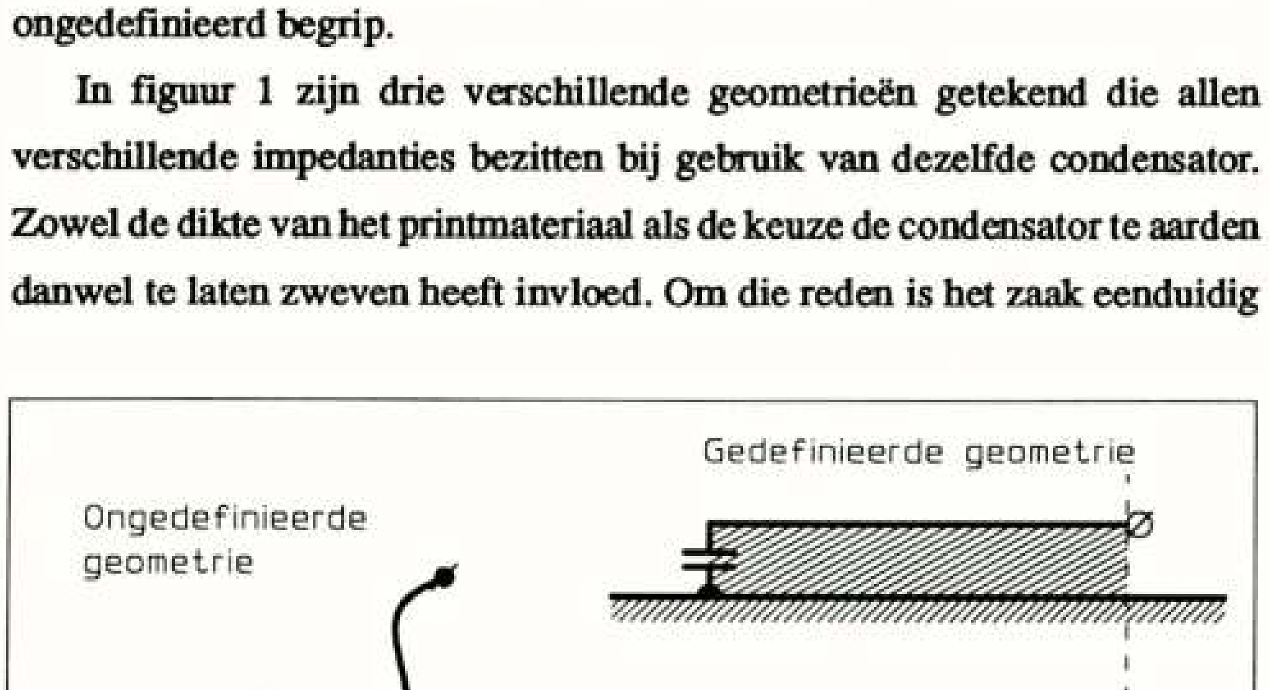
Om deze circuits te kunnen ontwerpen dienen vele component eigenschappen door meting bepaald te worden, hetzij om daaruit een model te extraheren, hetzij door de metingen in tabelvorm rechtstreeks te gebruiken in een circuitsimulator.

Aan de hand van een aantal voorbeelden van elektrisch-elektrische metingen (E/E) en optisch-elektrische metingen (O/E of E/O) zal een indruk gegeven worden van de ontwikkelomgeving zoals die op dit moment operationeel is bij PTT-Research.

1. ELEKTRISCHE IMPEDANTIE METINGEN

Een eerste voorbeeld is het bepalen van de impedantie van een laserdiode of een fotodiode. Bij lage frequenties is een fotodiode goed te benaderen door een capaciteit en heeft de wijze waarop deze in een schakeling gemonteerd is weinig invloed op die impedantie. Breedbandig gezien is de 'impedantie' zomaar ergens tussen de twee aansluitdraden een volstrekt ongedefinieerd begrip.

In figuur 1 zijn drie verschillende geometrieën getekend die allen verschillende impedanties bezitten bij gebruik van dezelfde condensator. Zowel de dikte van het printmateriaal als de keuze de condensator te aarden danwel te laten zweven heeft invloed. Om die reden is het zaak eenduidig



Figuur 1 Voor een breedbandige impedantiemeting dient de geometrie en de plaats van de meetvlakken eenduidig vastgelegd te worden.

vast te leggen op(tussen) welk(e) referentie vlak(ken) de impedantie bepaald moet worden. Wanneer de gekozen geometrie en het gebruikte printmateriaal niet lijkt op de wijze waarop straks de component gebruikt gaat worden, is de meting van beperkte waarde.

Hoe is zoiets nu in praktijk te meten? De verbinding (coax kabel) tussen referentie vlak en een impedantie meter zal immers altijd de meting verstoren.

De foto in figuur 2 laat een praktijksituatie zien van een impedantiemeting aan een fotodiode die tegen de rand van een epoxy print is gemonteerd. Gevraagd de impedantie van de fotodiode precies ter plekke van de rand van het printmateriaal.

De impedantiemeter zal een (verkeerde) waarde aanwijzen die dominant beïnvloed wordt door de printbaan, de aansluitkabel en de coaxiale connector. Wanneer de meting herhaald wordt met een andere impedantie in dezelfde configuratie zal wederom een systematische meetfout gemaakt worden. Wanneer dit minimaal met drie bekende impedanties gedaan wordt (bijvoorbeeld 0 Ω, 50 Ω en ∞) is het mogelijk die systematische fout te reconstrueren uit hetgeen de impedantiemeter heeft aangewezen. Door de gehele meting onder computerbesturing te plaatsen kan met die gegevens de gevraagde fotodiode impedantie gereconstrueerd worden.

Figuur 3 toont het resultaat van een dergelijke impedantie meting tot 3 GHz. Aan de amplitude en fase karakteristiek is te zien dat de impedantie zich over een groot frequentie interval capacitief heeft gedragen. Bij hoge frequenties zijn er resonantie effecten waar te nemen die zich goed laten beschrijven met het ernaast getekende empirische model. Doordat in figuur 3 twee grafieken over elkaar heen getekend zijn (van het empirische model en van de gemeten data) die zeer goed blijken samenvallen, is te zien dat het empirische model in staat is het gedrag van de fotodiode te beschrijven.

2. E/E IMPEDANTIE METINGEN IN BIJZONDERE GEVALLEN

In het voorgaande voorbeeld is er gebruik gemaakt van een universeel toepasbaar printplaatje met bijbehorende referentie impedanties waarop verschillende componenten gemonteerd kunnen worden voor meetdoeleinden. In veel gevallen is dit bruikbaar, maar in sommige gevallen is dit onmogelijk.

De foto in figuur 4 toont zo'n situatie: een laser module, waarbij de laserchip tweezijdig optisch toegankelijk is, een elektrische (microstrip) aansluiting heeft en waarvan de temperatuur met een Peltier element en voeler geregeld kan worden. Om deze laserchip tot boven 5 GHz te kunnen moduleren is het zaak de chipimpedantie over die bandbreedte aan te passen aan de microstrip transmissielijn.

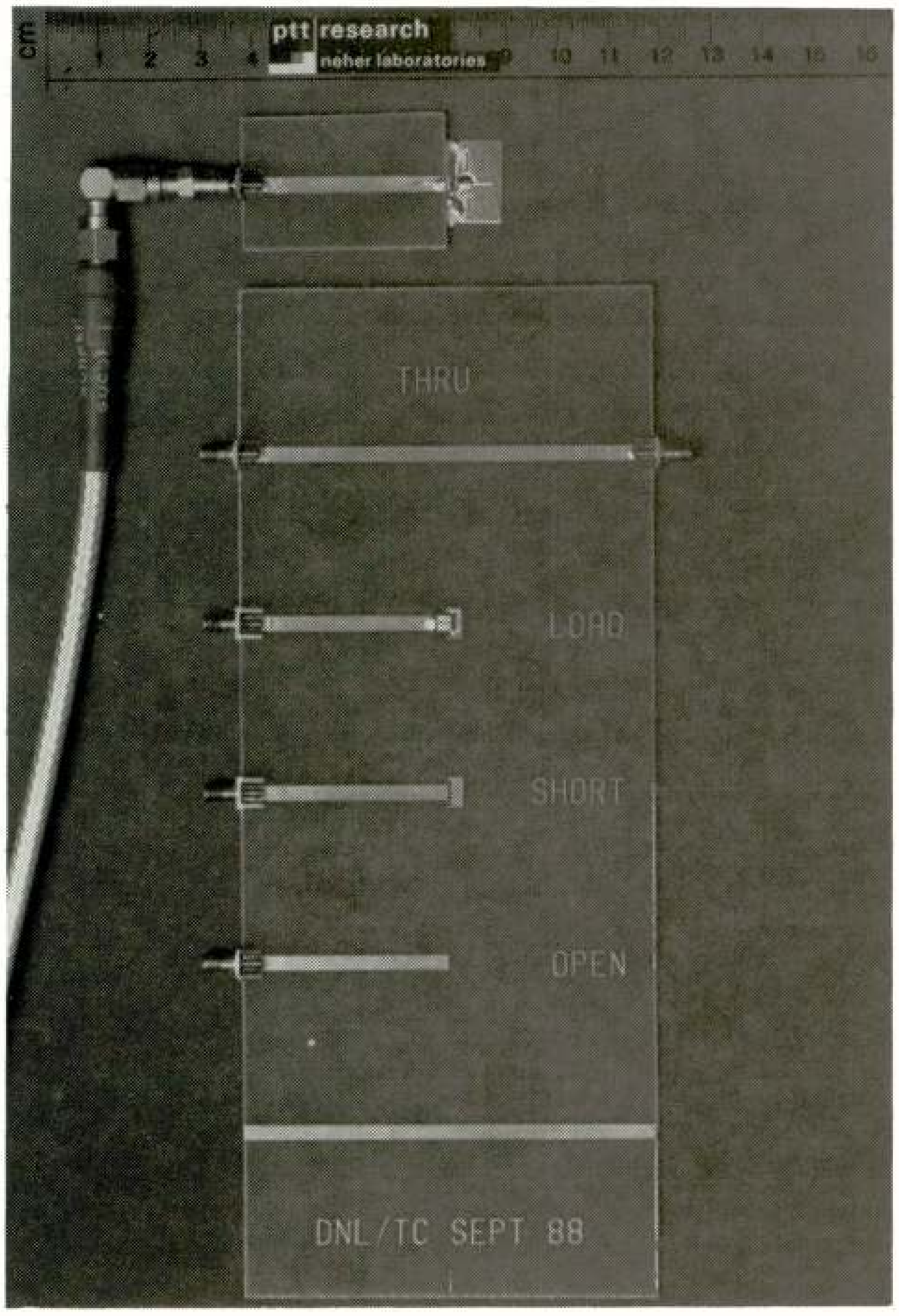


Foto 2 De impedantie van een fotodiode, gemonteerd tegen de rand van de bovenste printplaat kan bepaald worden door deze te vergelijken met drie bekende impedanties. De onderzijde is voorzien van een egaal aardvlak (Microstrip layout).

Om nu de chipimpedantie te meten *in deze specifieke configuratie* was het nodig, op basis van drie identieke printen de referentie impedanties te monteren op de plaats waar de laserchip gemonteerd is (zie foto in figuur 5). Op basis van een dergelijke impedantie meting kon een aanpasnetwerk berekend worden om de 50 ohm microstrip transmissielijn over de gewenste frequentieband lopend af te sluiten.

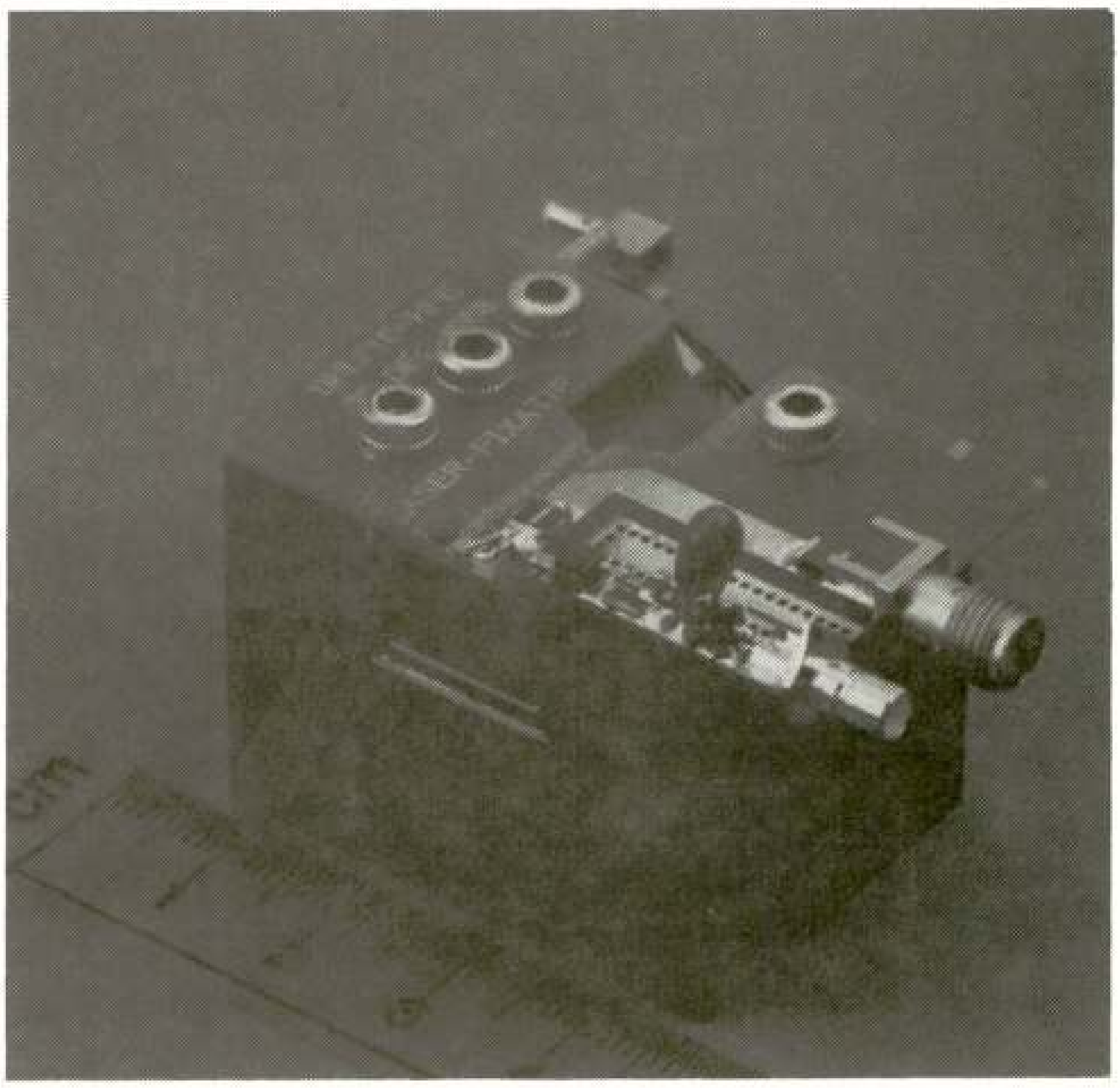
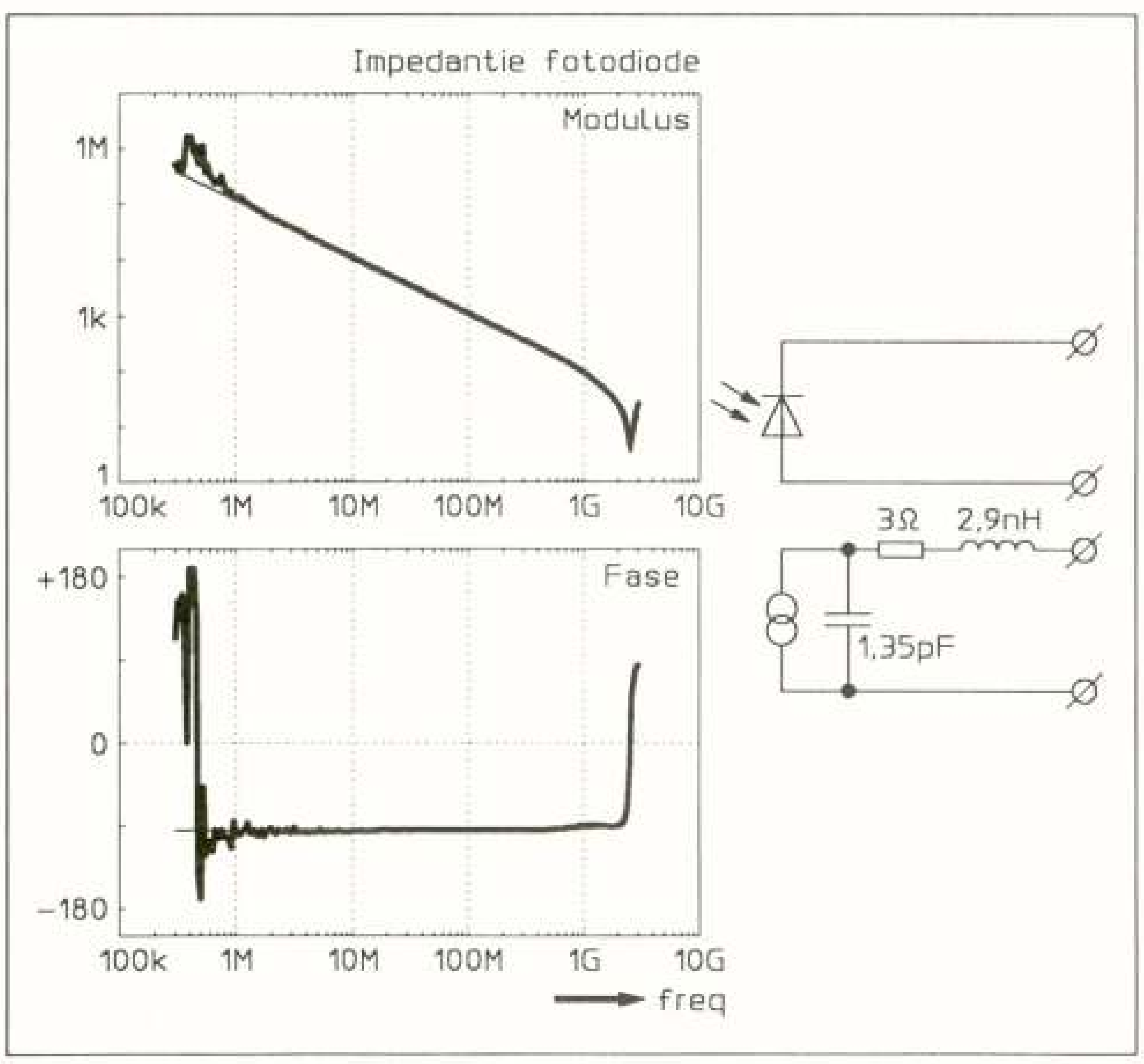


Foto 4 Voorbeeld van een breedbandige lasermodule.



Figuur 3 Twee impedantie grafieken over elkaar heen getekend, de gemeten impedantie en die van een empirisch model.

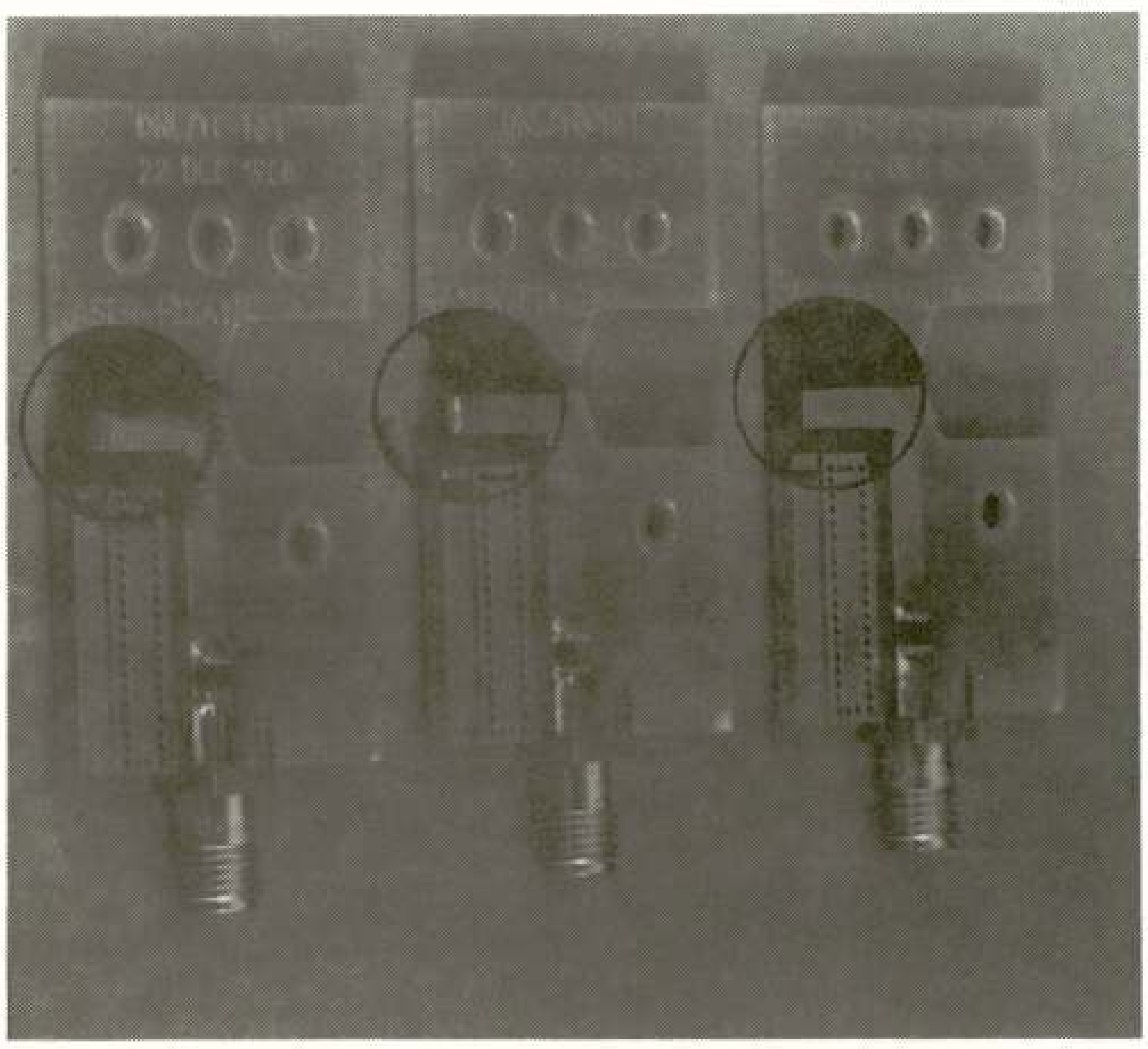


Foto 5 Op basis van de printlayout van een lasermodule is een calibratie set op maat geconstrueerd, met drie verschillende impedanties: een kortsluiting, een weerstand en een open uiteinde.

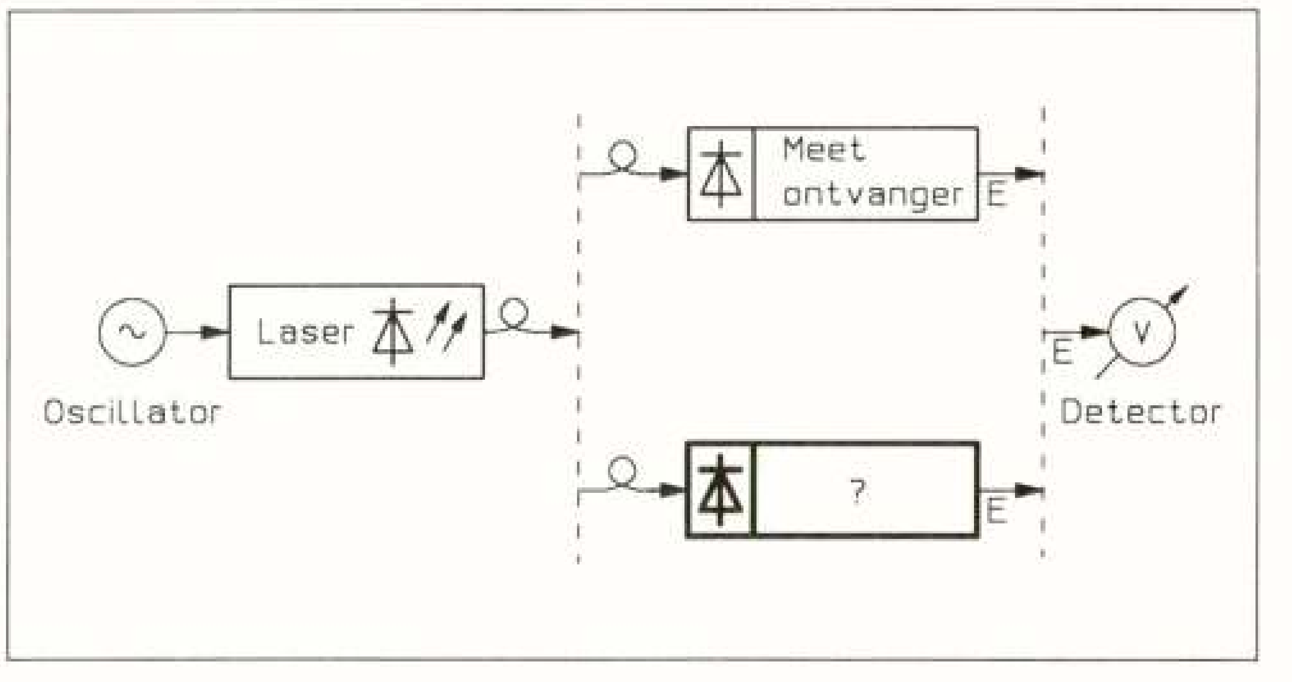
3. E/E TWEEPOORT OVERDRACHTSMETINGEN

Op dezelfde wijze als hiervoor beschreven kunnen in- en uitgangsimpedanties gemeten worden van bijvoorbeeld transistoren, en versterker IC's. De invloed van het meetsysteem op de meting van versterking en terugwerking kan eveneens rekenkundig geëlimineerd worden zodra de systematisch fout bekend is. Deze afwijking is te meten met behulp van een ideale doorverbinding, met lengte nul. Alles wat het meetsysteem anders aanwijst dan een versterking van 1 maal is dan te wijten aan de meetopstelling en hieruit kan de bijbehorende systematische afwijking gereconstrueerd worden.
Wanneer de foutcorrectie volledig wordt uitgevoerd zijn er vier onafhankelijke (complexe) getallen per frequentie te meten die tezamen het lineaire gedrag van de transistor *volledig* kunnen beschijven tussen twee goed gedefinieerde referentie vlakken. Dit heten tweepoortparameters.
Een dergelijke volledige set tweepoortparameters is binnen een circuit simulator goed te combineren met modellen van eenvoudiger componenten zoals weerstanden, capaciteiten en transmissielijnen. Het gedrag van een te ontwerpen schakeling is dan goed te voorspellen.

Wanneer de invloed van de printlayout van een schakeling veroorzaakt dat simulatie en werkelijkheid onvoldoende overeenkomst vertonen dan kan, in hardnekkige gevallen, circuit stripping een uitkomst bieden (zie foto in figuur 6). In dat voorbeeld is een komplete optische ontvanger (breedbandig tegengekoppeld over drie trappen tegelijk) in vier stukken geknipt. Vervolgens zijn de afzonderlijke versterker trappen en het tegenkoppelnetwerk tussen goed gedefinieerde referentievlakken gekarakteriseerd. In de simulator is er daarna weer een komplete ontvanger van gemaakt. Door successievelijk steeds meer delen in de simulator stap voor stap te vervangen door modellen, en net zolang door te gaan totdat de simulatie teveel van de werkelijkheid blijkt te verschillen, is het probleem te localiseren.

4. O/E OVERDRACHTSMETINGEN

Zodra de elektronische zijde van een optische ontvanger gerealiseerd is, is het wenselijk de totale overdracht te meten, gerekend vanaf de optische ingang tot en met de elektrische uitgang. Wanneer deze wordt aangestuurd vanuit een optische zender (laser diode) met een frequentie onafhankelijke overdracht, is het probleem te reduceren tot een E/E overdrachtsmeting. Bij een paar GHz aan bandbreedte is dit vrijwel onmogelijk en kan de meetopstelling in figuur 7 gebruikt worden. De gevraagde karakteristiek kan gereconstrueerd worden door de totale gemeten E/E overdracht met de onbekende ontvanger te vergelijken met een identieke meting op basis van een meetontvanger met bekende frequentiekarakteristiek.
Deze methode is handig in gebruik, doch vereist een (eenmalige) karakterisatie van de meetontvanger. Figuur 8 toont twee methoden waarbij de E/O overdracht van de lasers geen rol meer spelen, en daardoor zeer geschikt zijn voor eenmalige calibratie van meetontvangers.



Figuur 7 Een overdrachtsmeting van optische ontvangers gebaseerd op een vergelijkende meting aan een meetontvanger met bekende overdracht.

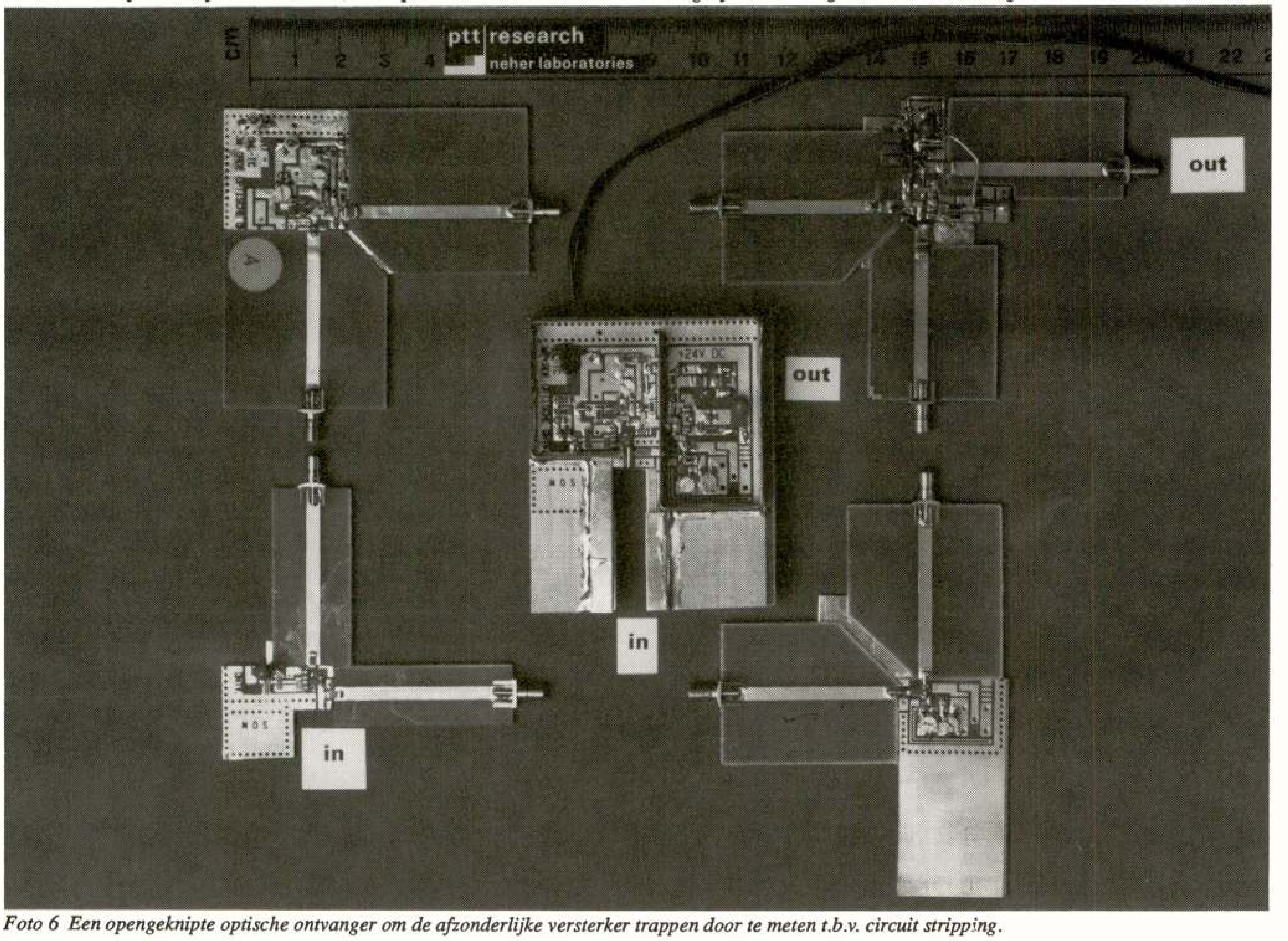
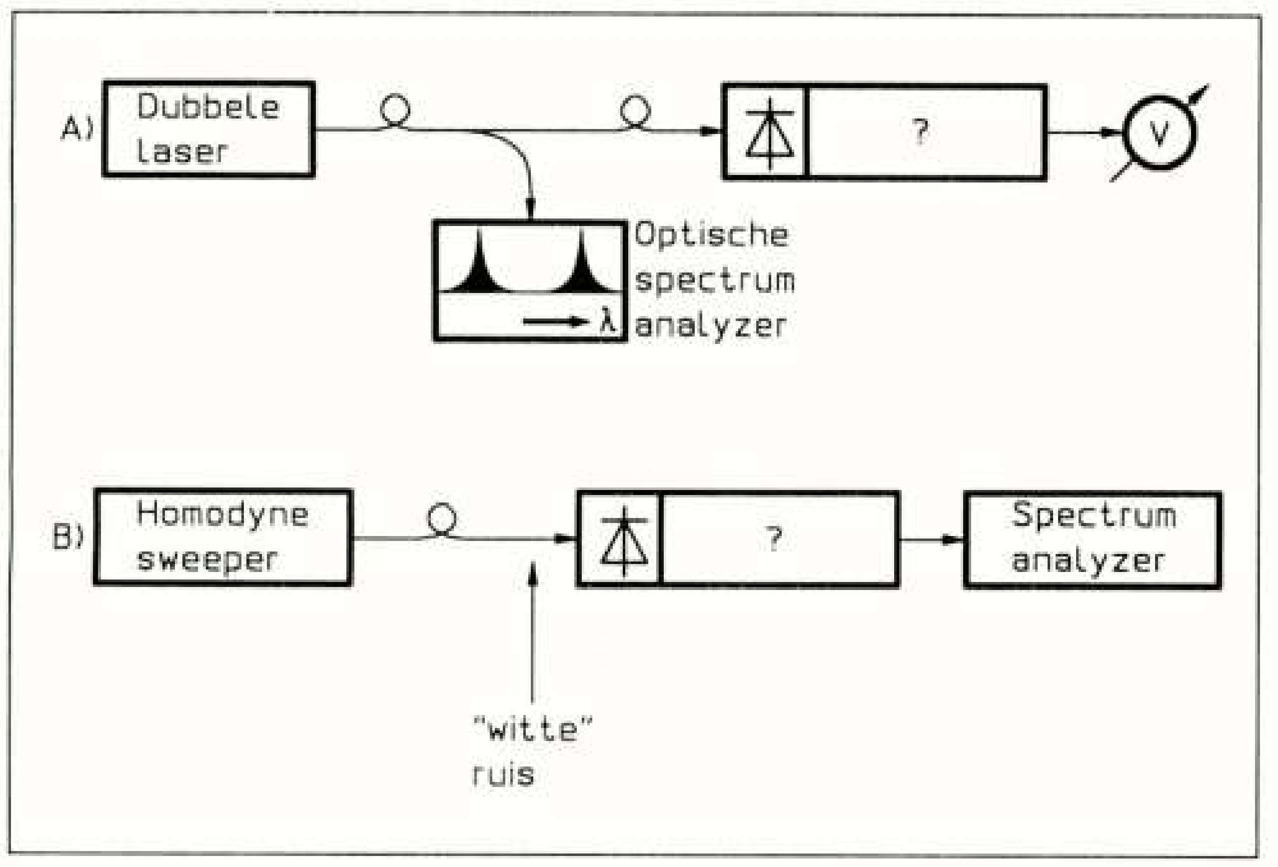


Foto 6 Een opengeknipte optische ontvanger om de afzonderlijke versterker trappen door te meten t.b.v. circuit stripping.



Figuur 8 Twee verschillende meetprincipes om de overdracht van een optische ontvanger te bepalen zonder dat de frequentie karakteristiek van de lasers relevant zijn. (A = heterodyne methode, B = homodyne methode).

Bij een heterodyne overdrachtsmeting (figuur 8a) worden er twee lasers gebruikt die een constant optisch vermogen afgeven, doch met iets verschillende optische frequentie. Beide optische signalen komen bij de te meten ontvanger aan en de fotodiode ter plaatse geeft een stroom af die recht evenredig is met het opvallend optische vermogen. Die overdracht is dus kwadratisch evenredig met de opvalende optische veldsterkte en derhalve niet-lineair.

Ten gevolge van deze niet-lineaire overdracht is de fotodiode op te vatten als een mixer met optische ingangen en een elektrische middenfrequent uitgang. De som frequentie van beide optische signalen is zo hoog dat deze waarschijnlijk alleen in een gedachte experiment zal bestaan, doch een stroom met de optische verschilfrequentie kan gemakkelijk de fotodiode verlaten en door de optische ontvanger versterkt worden. Door de temperatuur van een der lasers iets te veranderen is hun verschil frequentie verstembaar van nul tot een paar honderd GHz zonder dat de amplitude ervan merkbaar verandert (ongeveer 100 GHz per Kelvin variatie).
Op deze wijze is een optische ontvanger door te meten bij meerdere (verschil) frequenties en kunnen alle geregistreerde frequentie afhankelijke amplitude variaties aan de uitgang toegeschreven worden aan de frequentie karakteristiek van de ontvanger.

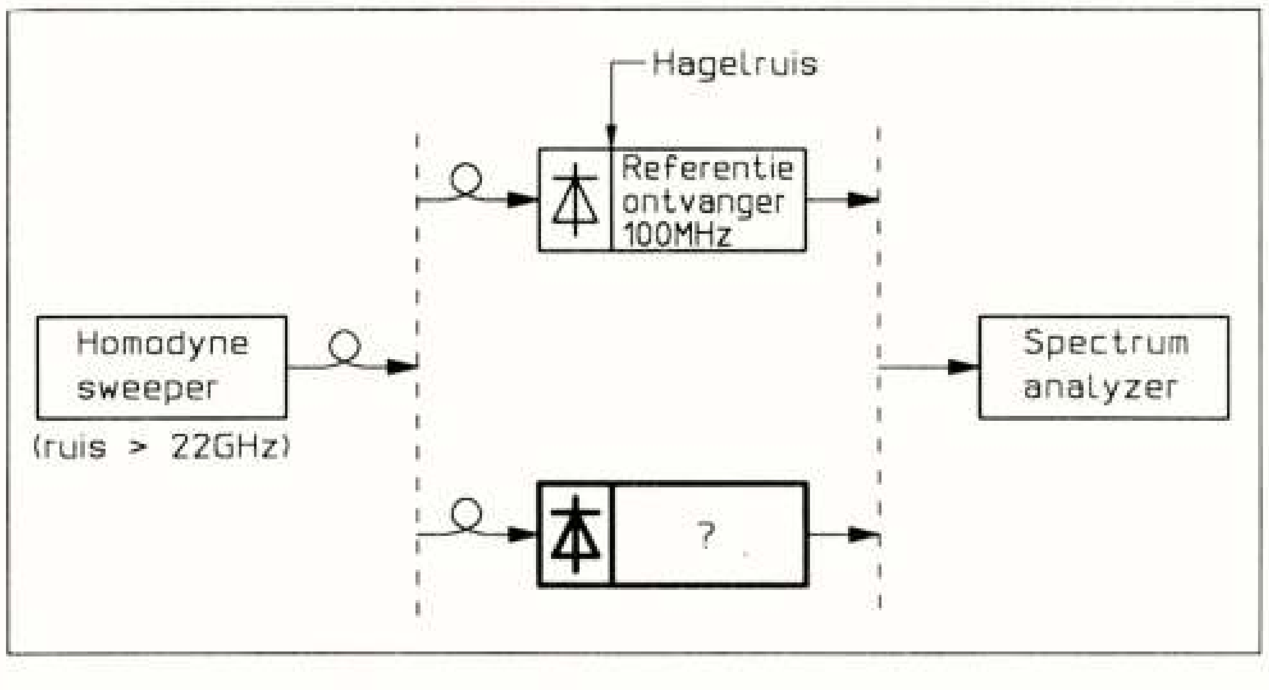
Bij een homodyne meting (figuur 8b) wordt er eveneens gebruik gemaakt van coherente menging, doch is een enkele laser al voldoende. Deze dient dan (zwak) in optische frequentie gemoduleerd te worden met een frequentie zwaai, minimaal ter grootte van de doorlaatband van de te meten optische ontvanger. Denk bijvoorbeeld aan 10 MHz modulatie frequentie en 50 GHz frequentiezwaai.

Wanneer vervolgens het licht in twee glasvezels gesplitst wordt van ongelijke lengte en daarna weer samengevoegd wordt, dan zijn twee FM gemoduleerde optische signalen het gevolg die niet gelijktijdig dezelfde optische frequentie zullen bezitten. Zodra dit samengestelde signaal aangeboden wordt aan de te karakteriseren meetontvanger zal er wederom coherente menging optreden. Het ontvangen signaal lijkt afkomstig te zijn van een zwaaigenerator, doch met, voor elektrische begrippen, ongekend grote frequentie zwaai en repeteer frequentie. Wanneer de spectrale zuiverheid van de laser voldoende gering is lijkt het alsof alle frequenties aanwezig zijn en zal het ontvangen signaal niet meer van echte witte ruis te onderscheiden zijn. Alle afwijkingen van een vlak spectrum die een elektrische spectrumanalyzer aan de uitgang registreert kunnen dan toegeschreven worden aan de frequentiekarakteristiek van de optische ontvanger.

5. O/E RUISMETINGEN

Een ander belangrijk kwaliteitsaspect van optische ontvangers is het ruisgedrag. Wanneer deze alleen voor een specifiek digitaal transmissiesysteem wordt gebruikt is het vaak voldoende te meten bij welk optisch vermogen er een bitfoutkans van BER=10^{-9} optreedt, en zo een indruk te krijgen van de ontvanger gevoeligheid. Algemener toepasbaar is een spectrale meting van de equivalente ingangsruis, gespecificeerd in bijvoorbeeld $pW/\sqrt{Hz}$.
Hierbij wordt de totale ruis in gedachte voorgesteld door een onafhankelijk optische bron, gemoduleerd met ruis, waarvan de spectrale componenten frequentie afhankelijk kunnen zijn.
Bij elektrische versterkers spreekt men van de equivalente ruisstroom (bijvoorbeeld in $pA/\sqrt{Hz}$) en zijn er vele meetmethoden beschikbaar. Een veel gebruikte meetmethode is gebaseerd op een verhoudingsmeting van de onbekende versterker ruis met de bekende ruis afkomstig van een gecalibreerde witte ruisbron. Figuur 9 toont een optische variant op die methode.

Als witte (optische) ruisbron kan de homodyne sweeper dienen die tijdens de voorgaande meting besproken is. De ruis kan wit zijn tot ver boven de 20 GHz en via een glasvezel aan iedere willekeurige optische ontvanger aangeboden worden. Door de optische bron aan en uit te schakelen, en met een spectrumanalyzer de relatieve toename van de uitgangsruis van de ontvanger te meten, is het spectrale verloop van de equivalente ingangsruis rekenkundig te reconstrueren. De frequentiekarakteristiek van de ontvanger speelt bij deze verhoudingsmeting geen enkele rol.
Voor schaling naar absolute waarden dient de spectrale ruisdichtheid van de optische bron bekend te zijn. Doordat de opgewekte synthetische ruis wit is, is het voldoende deze te ijken binnen een smal frequentie bandje en bij relatief lage frequenties. Hiervoor wordt een tweede (referentie) ontvanger gebruikt met ingebouwde elektrische ruisbron (hagelruis opgewekt in een aparte fotodiode belicht door een gloeilamp).



Figuur 9 De te meten ruis van een optische ontvanger kan vergeleken worden met witte optische ruis die vooraf gecalibreerd is in een aparte referentie ontvanger.

6. E/O METING VAN LASER FM RESPONSIE

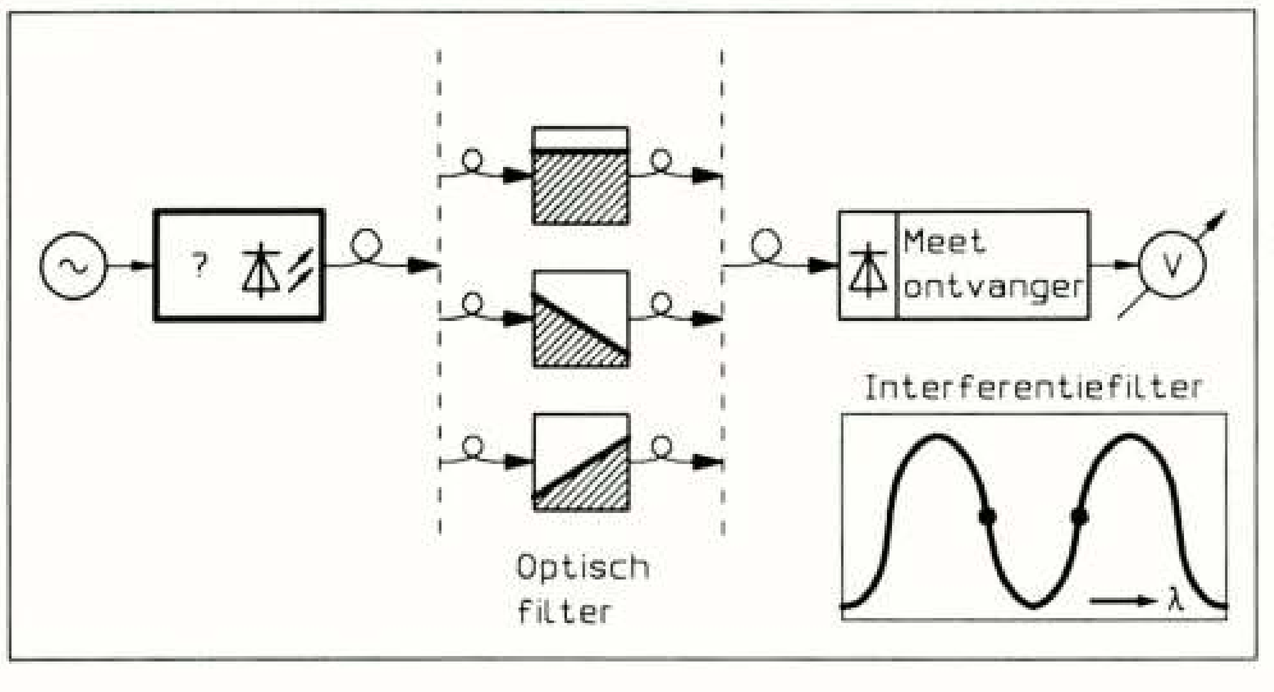
Naast intensiteitsmodulatie van het licht is het ook mogelijk de optische frequentie of de fase van het licht te moduleren voor de transmissie van informatie. Deze modulatievorm is ongeschikt voor de huidige directe detectie glasvezelsystemen doch biedt een aantal voordelen in toekomstige coherente detectie systemen.

De optische frequentie van een laserdiode is te verstemmen door de chip temperatuur en/of de gelijkstroom instelling iets te wijzigen (een frequentie zwaai in de orde van 100 GHz per Kelvin of 500 MHz per mA variatie).

Met de instelstroom is een laser tot een paar GHz in frequentie te moduleren doch de responsie is sterk afhankelijk van de modulatie frequentie. Wanneer deze responsie door meting nauwkeurig bekend is, kan er, in samenhang met de gemeten laserimpedantie, een egaliserend elektrisch netwerk ontworpen worden die dit effect teniet doet.

In figuur 10 is het meetprincipe getekend. De te meten frequentie variatie (FM) wordt met behulp van optische filters omgezet in een intensiteits variatie (IM) die gedetecteerd wordt met een meetontvanger. De meetopstelling detecteert echter ook de parasitaire intensiteitsvariaties (im) van de laser die gepaard gaan met zijn frequentiemodulatie. Om dit effect te kunnen elimineren wordt de meting tweemaal uitgevoerd, eenmaal met een optisch filter met positieve helling (im+IM) en eenmaal met een optisch filter met negatieve helling (im-IM). De gewenste (FM) component die gerelateerd is aan de (IM) component is naderhand rekenkundig uit beide metingen te reconstrueren.

In praktische gevallen is het alleen mogelijk optische filters te maken die binnen een beperkt frequentie interval de gewenste hellingeigenschap bezitten. In de inzet van figuur 10 staat de overdracht van een interferentie filter getekend waarmee de gewenste helling in een band van een paar GHz te realiseren is.



Figuur 10 Met een optisch filter kan een FM responsie meting gereduceerd worden door een overdrachtsmeting.

7. SABEL-CAE ONTWIKKEL OMGEVING

De combinatie van breedbandig en hoogfrequent maakt dat een gevoelsmatige, hoofdzakelijk empirische ontwerpaanpak van opto-elektronische circuits niet meer voldoende is. Systematisch gestructureerd ontwerpen is in die gevallen een vereiste.

Om deze ontwerpaanpak goed in praktijk te kunnen brengen is het zaak diverse eigenschappen van de te gebruiken componenten door meting te bepalen. Uit de voorgaande voorbeelden blijkt dat veel breedbandige metingen alleen uitvoerbaar zijn in combinatie met (computer) signaalbewerking, bijvoorbeeld om systematische meetfouten te kunnen elimineren.
In eenvoudige gevallen wordt de computer alleen gebruikt om gemeten data te transformeren in de gewenste vorm. Bij zeer routinematige metingen, zoals impedantie en overdrachtmetingen, wordt de benodigde signaalbewerking zelfs geheel binnen het meetinstrument uitgevoerd (bijvoorbeeld in Network Analyzers).

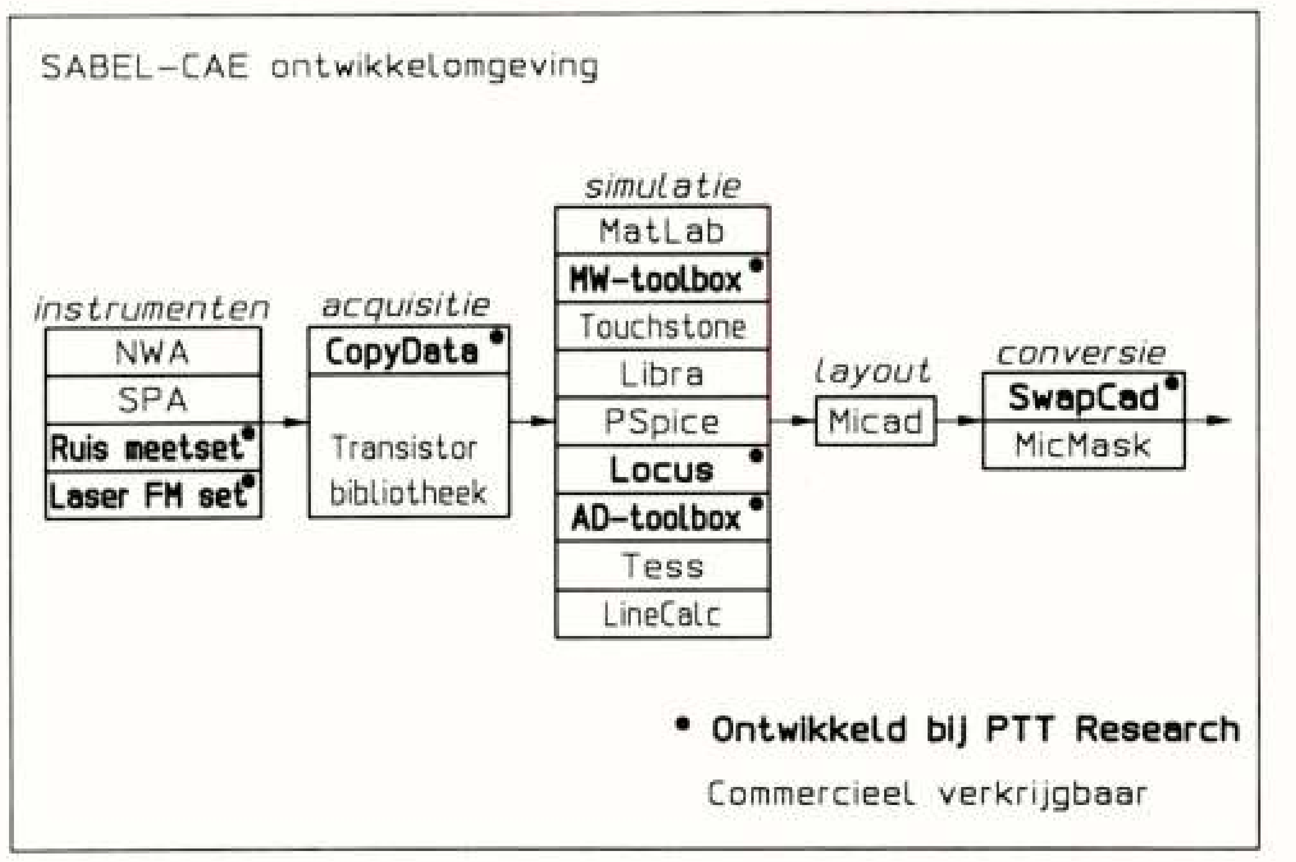
In gecompliceerde gevallen is een aparte computer nodig, met handmatige begeleiding. Het iteratief terugwinnen van transistorparameters uit gemeten data en het in paragraaf 3 beschreven circuit strippen zijn daarvan goede voorbeelden. Wanneer modellen van bijvoorbeeld transistoren ontbreken, kunnen sommige circuitsimulatoren de meetresultaten rechtstreeks in tabelvorm combineren met modellen van andere componenten.

Dankzij uitvoerige metingen kunnen circuitsimulaties veel doelmatiger en vollediger zijn, en kan een ontwerpcyclus zich geheel concentreren rond een klein en kritisch fragment van de schakeling. Hierdoor is het mogelijk geworden schakelingen te realizeren met specificaties nabij het fysisch haalbare. Het intensief gebruik van metingen heeft een dimensie toegevoegd aan de bestaande ontwerp methodieken:

- (1e): alleen handmatig rekenen
- (2e): computer simulatie: alleen (geschatte) modellen
- (3e): computer simulatie: modellen en gemeten tabellen

Een 3e generatie ontwerpaanpak is in praktijk alleen uitvoerbaar indien de ontwerper de beschikking heeft over een uitvoerige ontwikkelomgeving. Bij PTT-Research is daartoe het SABEL-CAE systeem ontwikkeld, voor de Synthese en Analyse van Breedbandige ELektronica op basis van Computer Assisted Engineering.

Figuur 11 laat zien dat het geheel geconcentreerd is rond een verzameling meetinstrumenten (waaronder Network en Spectrum Analyzers) en een assortiment simulatoren. Met data acquisitie software zijn de meetinstrumenten onder computer besturing gebracht en kunnen hun meetresultaten aangeboden worden aan diverse simulatie programma's. Doordat het vakgebied breedbandige opto-elektronica nog volop in ontwikkeling is en de aangekochte simulatoren onderling verre van compatibel zijn is een groot deel van de hard- en software geheel ontwikkeld binnen PTT-Research.



Figuur 11 Blokschema van de SABEL-CAE ontwikkelomgeving.

8. CONCLUSIES

Intensief meten heeft een 3e generatie ontwerpaanpak mogelijk gemaakt. Hierdoor kunnen computer simulaties veel volledig en doelmatiger zijn en kan de ontwerper zich geheel toespitsen op de kritische fragmenten van een schakeling. Een uitgebreide ontwikkelomgeving waarin meten, data-acquisitie en computersimulatie gecombineerd zijn is daarvoor vitaal.
Bekende elektrische meetprincipes blijken geschikt te zijn voor nieuwe optische meetmethoden. Doordat een bandbreedte van een paar GHz voor optische componenten relatief gering is, zijn sommige optische principes zelfs beter geschikt voor breedbandige elektrische metingen dan traditionele elektrische oplossingen.

Hoewel er steeds meer en meer elektro/optische meetinstrumenten commercieel verkrijgbaar zijn is de ontwikkeling van nieuwe E/O meetinstrumenten nog in volle gang.

Voordracht gehouden tijdens de 400e werkvergadering.

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
AUDIO ENGINERING SOCIETY
397e werkvergadering

UITNODIGING voor de lezingen- en demonstratieavond op woensdag 11 maart 1992 in vergadercentrum 'Hoog Brabant' in het Radboudkwartier van 'Hoog Catherijne' te Utrecht.

THEMA: DIGITAL COMPACT CASSETTE (DCC)

Dit is een herhaling van werkvergadering 392 in november 1991, waarvoor veel aanmeldingen niet gehonoreerd konden worden.

PROGRAMMA:

19.00 - 19.15 uur: Ontvangst, koffie en thee

19.15 - 19.45 uur: Commerciële uitgangspunten van DCC
IR. R. ROTH, Philips Consumer Electronics

19.45 - 20.15 uur: Technische aspecten van DCC
IR. G. C. P. LOKHOFF, Philips Consumer Electronics

20.15 - 20.30 uur: **DEMONSTRATIE DCC**

20.30 - 21.00 uur: **RONDVRAAG EN SLUITING.**

Aanmelding voor deze avond dient te geschieden vóór 4 maart aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.

Het aantal deelnemers is beperkt tot 180. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u hierover van ons bericht.

Leden van NERG alsmede AES en studenten hebben gratis toegang. De kosten van deelname voor niet-leden bedragen f 15,00. Betalingen dienen vóór 4 maart te zijn ontvangen op girorekening 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Deelnemers dienen de uitnodigingskaart mee te nemen en op verzoek te tonen bij de toegang tot de zaal.

Namens de samenwerkende verenigingen,
Dr. Ir. J. W. M. Bergmans, NERG
Tel. 040 - 743689
Ir. P. R.J. M. Smits, NERG
Tel. 070 - 332 36 00

Eindhoven, februari 1992.

RF ON-WAFER PROBING OF GaAs MMICs AT TNO-FEL

Ir. F.L.M. van den Bogaart

TNO Physics and Electronics Laboratory, The Hague, The Netherlands

Abstract

With the commercial availability of microwave RF probes and automatic test equipment RF On-Wafer probing (RFOW probing) has developed into a well proven technique for the qualification and diagnosis of Gallium-Arsenide Microwave Monolithic Integrated Circuits (GaAs MMICs). In order to demonstrate the various capabilities and advantages of RFOW testing, the results of the RFOW tests of several GaAs MMICs, developed for an active phased-array radar, will be presented. On-wafer test facilities which enable low-cost testing of MMICs are described.

Introduction

TNO-FEL designs and customizes application-specific GaAs MMICs for particular system requirements. In particular MMICs exhibiting analogue functions and operating in the frequency band from 2 to 18 GHz. For the GaAs wafer processing, a close cooperation exists with several qualified GaAs Foundries. In order to manage the full trajectory from design to the delivery of tested circuits, RFOW test facilities are installed at TNO-FEL.

Traditional microwave characterization of GaAs MMICs involves dicing of fully processed wafers, bonding and mounting individual chips into test-fixtures and hence, analysing the RF performance of a small sample of devices. This is a slow and labour intensive procedure. It involves additional data processing to de-embed true circuit performance. And taken into account the nowadays matured GaAs MMIC technology which is capable of producing large volumes, questions with respect to single die costs and measurement costs are not resolved.

TNO's incentive to install RFOW facilities was the need to obtain RF functional data on just completed wafers, before dice and bond, in order to obtain true terminal RF circuit performance and to provide diagnostic circuit feedback to the circuit designers. RFOW probing is also used to extract meaningful statistical data to enable a yielded-circuit cost-price breakdown, circuit selection and circuit qualification. A circuit-design database is developed and maintained to speed-up future designs.

In addition, RFOW probing offers to us the possibility to verify the foundry supplied models of their electrical components and is also used to perform parameter extraction for accurate modelling purposes. Summarizing: the need for accurate terminal characterization of ICs, short turn-around time and non-destructive testing (like soldering an IC in a test fixture) pushed us to go for RFOW testing.

RF test set-up

Versatile wafer and circuit characterization implies the capability to perform any possible RF functional test. Figure 1 shows the automatic measurement system set-up. This set-up enables fully automatic S-parameter measurements, power measurements and noise-figure measurements while continuously monitoring the frequency spectrum. The wafer probers currently in use are a manual wafer prober from Cascade and a semi-automatice prober from Alessi. The probe tips consists of a coplanar tapered transmission line on a ceramic substrate and are purchased with Cascade or with Textronix. The PC controller drives the test equipment, controls the probe's chuck movement and performs the data acquisition. The test software includes own-written drivers for all instruments and some database management capabilities. The database data formats are compatible with the data formats of the IC design software. Typically, several Mbytes of data are collected per 2-inch wafer. Statistical data analysis is performed off-line.

Because measurement accuracy is a major aspect in RFOW probing, measurement uncertainties caused by losses, reflections and cross-talk are minimized. This is achieved by reducing insertion losses and the inter-channel and inter-probe cross-talk. In addition low-inductance DC supply lines are used with RF-decoupling capacitors as close to the probe tip as possible.

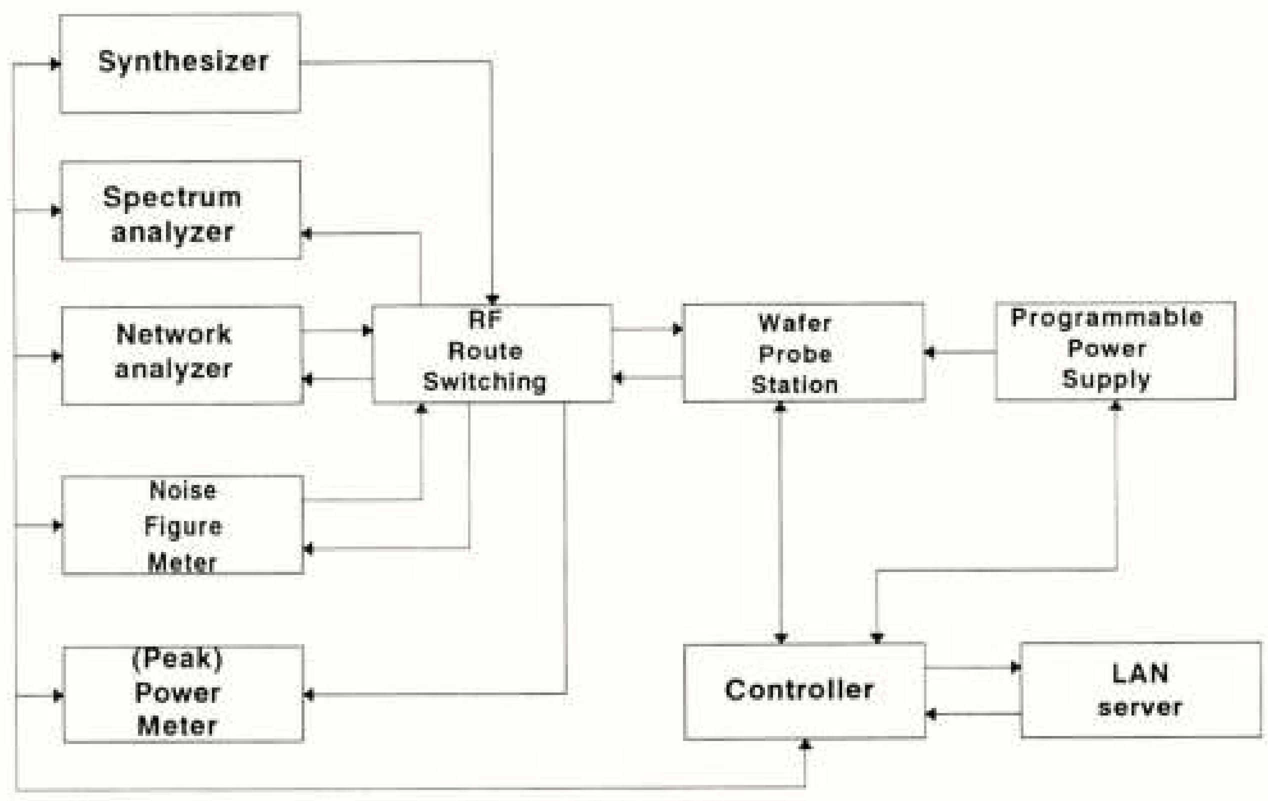


Figure 1: Test system set-up.

Possible RF measurement errors consist of systematic and non-systematic errors. Non-systematic errors are most often due to non-repeatibilities, to unit-to-unit deviation and to the degradation of standards and of probes. Systematic errors can be in general calibrated out. In order to perform very accurate S-parameter measurements a conventional 8- to 12-term classical error correction like SOLT, TRL, LRL etc. is essential.

Suitable and verified calibration standards are available for conventional coaxial network analyzer measurements. For RFOW network analysis, miniaturized calibration components, accessible by the probe tips, are also available. However, these standards are only offered on ceramic substrates and hence, they do not completely represent the input- and output probe pad environment on the ICs. The accuracy of the subsequent measurement results is therefore inferior to the accuracy obtained by coaxial standards. Though, they are sufficient for meaningful RFOW measurements. Presently, on most of our fabricated wafers on-wafer calibration components are included. Advantages of this approach are that every wafer run produces its own new standards. Effects of standard degradation are thus minimized. Shunt parasitics on the on-wafer standards are the same as in the circuits-

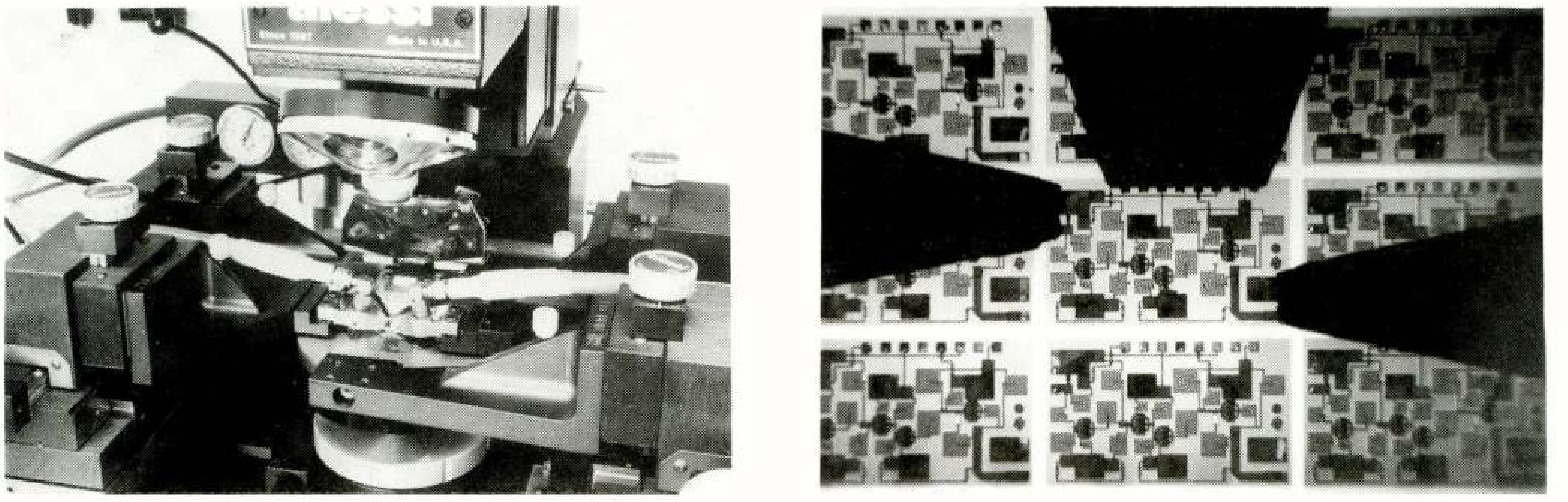


Figure 2: Photograph of the wafer prober in detail (left) and a circuit under test (right).

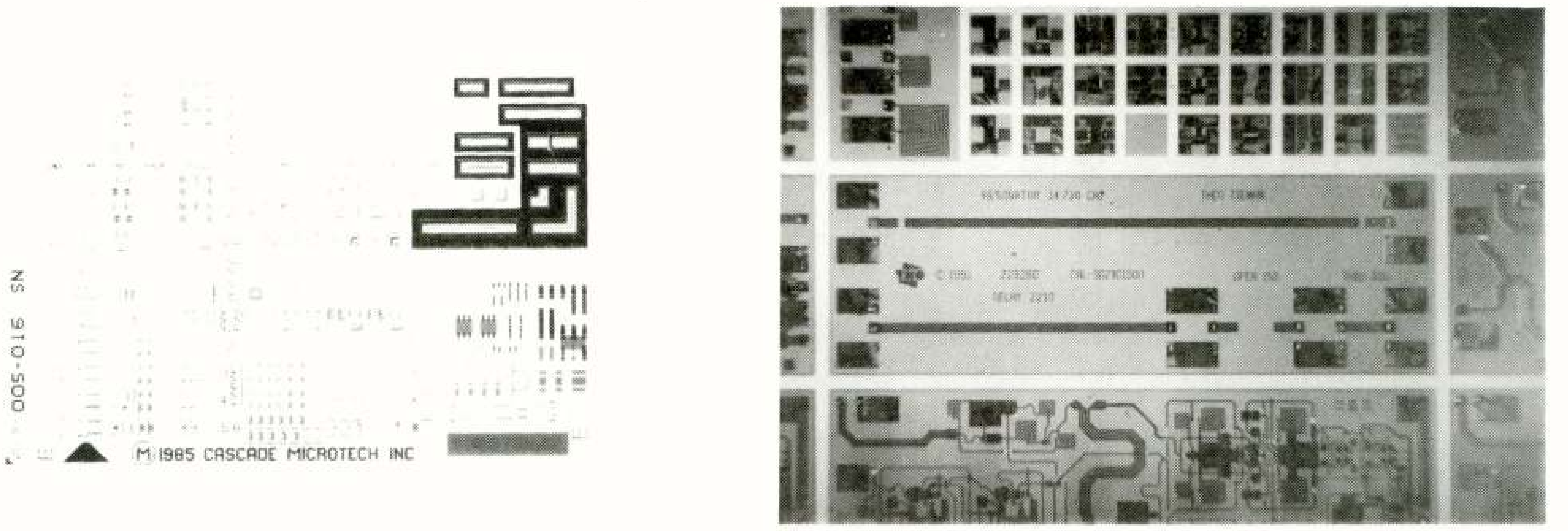


Figure 3: Standard ceramic calibration substrate (left) and integrated TRL on-wafer calibration components (right).

under test. Automatic probe calibration is possible, and it is no longer necessary to adjust the probes manually to perform a calibration as is the case with the ceramic calibration components. In addition, during long test programs, a periodical verification of the calibration is possible. Figure 3 shows a sample of a standard ceramic calibration substrate which includes 50 Ω precision loads, shorts and several transmission lines for various probe configurations. Also shown in figure 3 are some typical GaAs on-wafer TRL calibration components which consists of opens, a delay, a thru connection and a resonator circuit which acts as a verification standard.

Examples of MMIC RFOW testing

The photograph in figure 4 is of a MMIC X-band low-noise amplifier exhibiting a 40% bandwidth. The circuit is designed by FEL and processed at the Philips GaAs foundry in Limeil, France using a 0.5 μm gate-length MESFET process. This process included also MIM capacitors, NiCr resistors, implanted GaAs resistors, airbridges, spiral inductors and through-substrate via holes. Wafers from this process are thinned to 100 μm thickness and are back metalized. The through-substrate via holes are a very important feature of this particular process, the via holes ensure a low-inductance ground and hence guarantee accurate large bandwidth RFOW probing. There is a GaAs via hole under each ground connecting pad and are clearly visible in the photograph. The layout exhibits also input and output pad configurations, which are compatible with the RF probe tips. The input and output pad configuration contains also a via hole in order to provide an effective transition from the coplanar probe tips to the on-chip microstrip transmission lines.

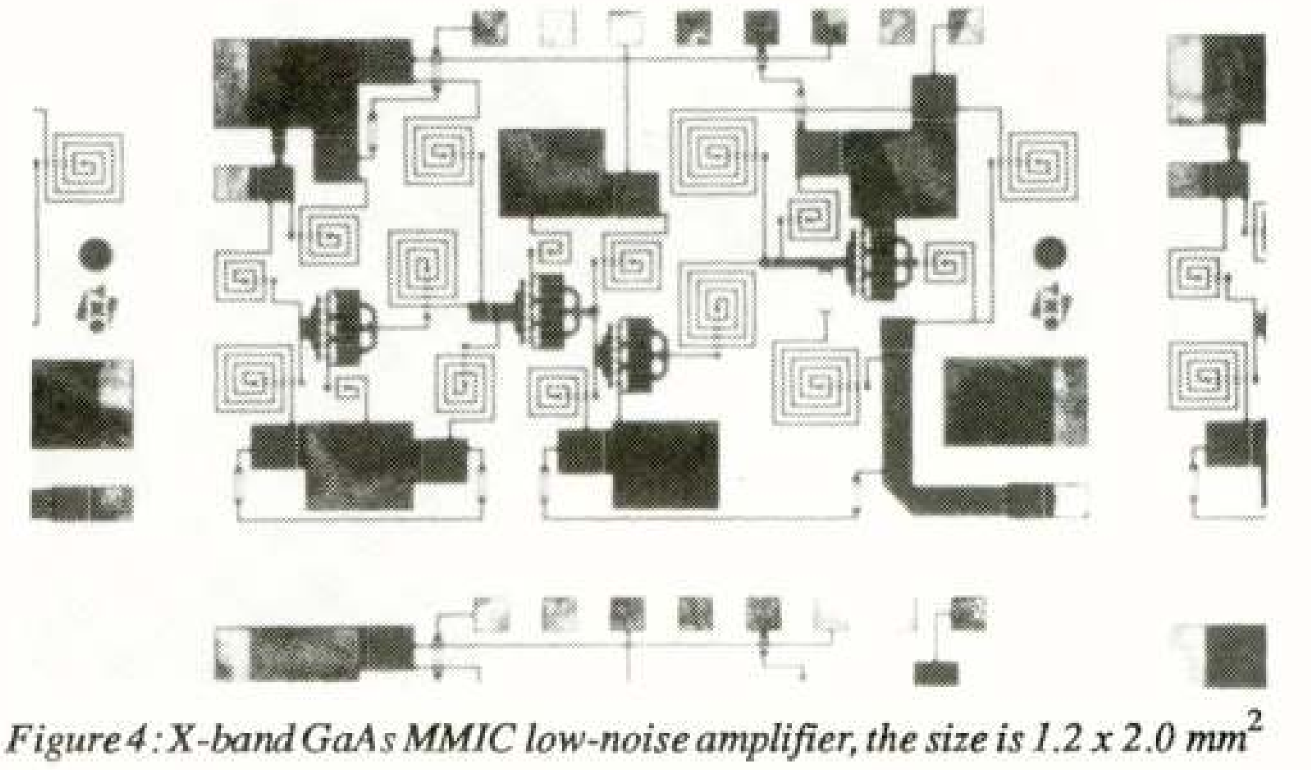


Figure 4: X-band GaAs MMIC low-noise amplifier, the size is 1.2 x 2.0 mm^2

This particular LNA was developed for an active X-band Phased-Array radar demonstrator. A key issue in active phased-array antenna development is reducing the costs. In order to predict the total costs of a fully assembled transmit/receive module containing several MMICs and other components, a cost estimate of each individual component in such a module is desirable. RFOW testing provided us the information to select and classify the MMICs and to predict a large-volume cost price.

Philips Limeil delivered 2-inch wafers containing approximately 400 of these LNAs as well as two other circuits. Every device is DC charac-

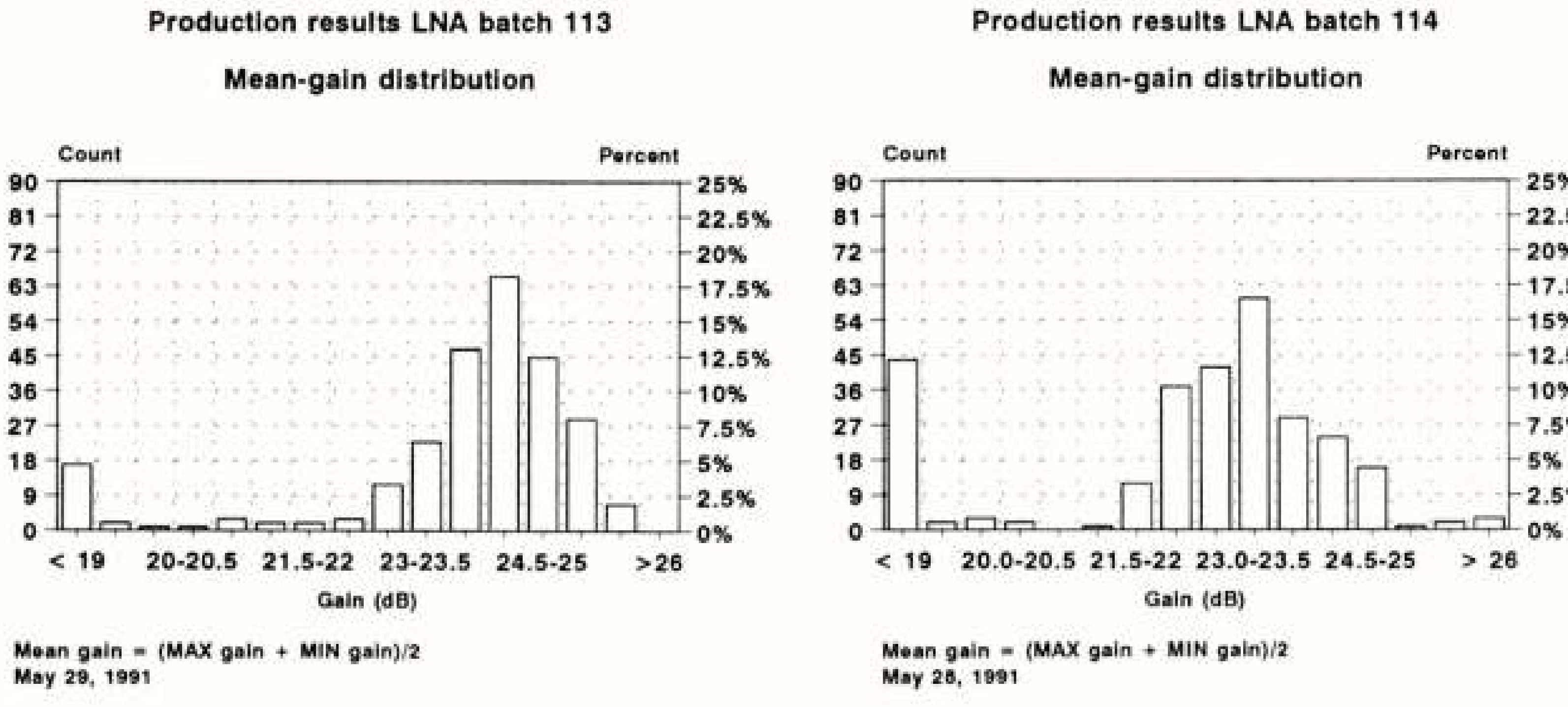
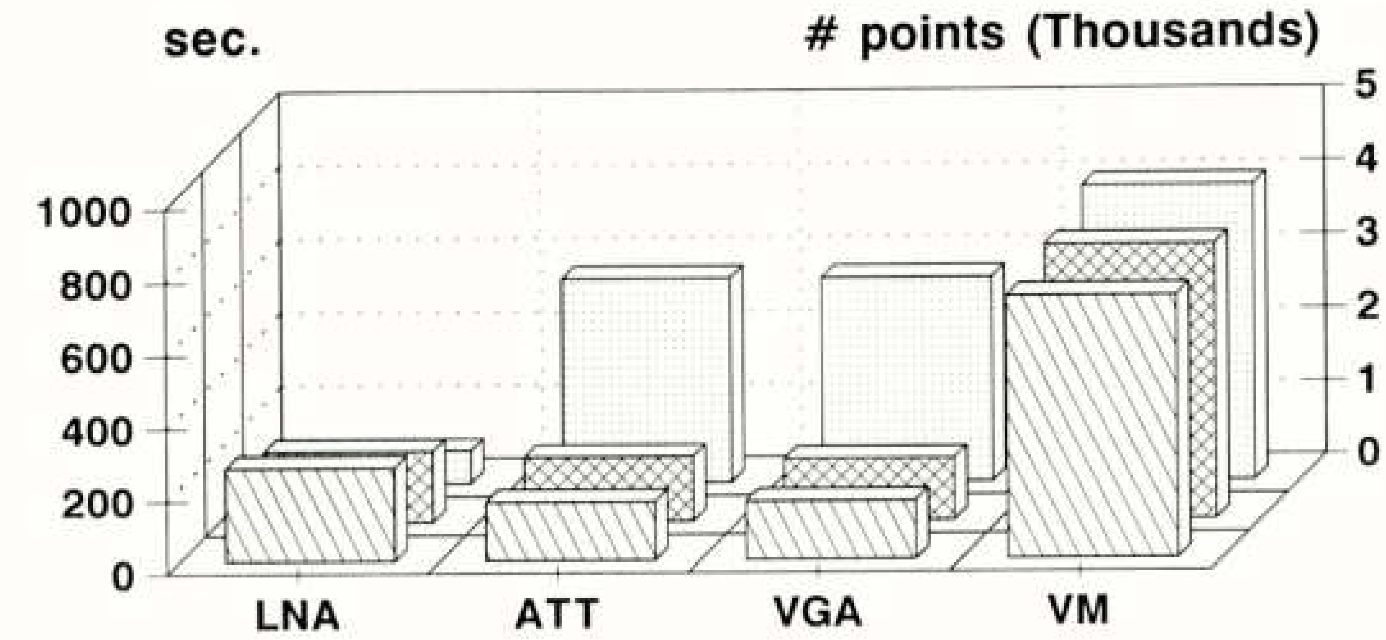


Figure 5: Typical gain distribution of the X-band low-noise amplifier.

terized, circuits which passed the DC tests are also RF characterized. 82 Percent of all circuits passed the DC test, i.e. voltages and currents are within the operating limits. RF characterization consists of s-parameter measurements and noise figure measurements, both at a pre-defined DC operating point. Maximum output power, power compression and 3th order output intercept point are also measured for a small number of typical devices. The results of these latter power measurements are not included in the qualification procedure.

The large number of measurements produces a huge quantity of data. All measured data is stored in a database. Off-line data analysis is used to produce meaningful performance extractions. Figure 5 shows for example the measured gain distribution of the LNAs of two different wafers.
It turned out that 85% of the LNAs which passed the DC test exhibited an RF performance within the specifications limits.

A 2-inch wafer can contain 600 of above LNAs. A typical cost price of one 2-inch wafer (0.5 μm technology with via holes and not taken into account: mask making, large volume discounts and/or mass production effects) is about $30,000. Given the 82% and 85% DC and RF yield, the resulting yielded LNA cost price is $71. A common accepted figure of merit is the yielded price per unit area. The yielded LNA price/mm^2 is $26. Taken into account effects like: processing this chip on 3-inch GaAs wafers, increased production capacity, increased foundry efficiency and improved process yield, the price per unit area will be reduced by a factor 5 to 8 in the next years, resulting in a yielded price of above LNA of less than $5/mm^2



	LNA	ATT	VGA	VM
Points*1000	0.45	2.8	2.8	4.03
Mean time per IC	195	177	170	752
Typical time per IC	255	160	160	720

Test time per IC (sec.)

Typical time per IC · Mean time per IC · Points*1000

Figure 6: Typical on-wafer test times.

Care should be taken to generalize these values. Cost price per unit area is regarding the current state-of-the-art still very dependent on the circuit complexity.

However, excessive test times along with the running costs of a microwave prober may exceed the single die costs if the test programs are not properly configured. In figure 6 some typical test times of 3 different MMIC circuits: the previously described low-noise amplifier, an attenuator (ATT), a variable gain amplifier (VGA) and a vector modulator (VM) are shown.

All these circuits were developed for the mentioned active phased-array demonstrator. S-parameter and noise-figure measurements have been performed for the low-noise amplifier, s-parameters of the ATT and VGA have been measured for 7 different gain settings, the VM was characterized for 128 different phase settings. The measurements are configured to perform a full functional test over a wide frequency band in order to store a full performance profile in the database for future chip use. No attempt was made to reduce the number of measurements. As shown, the typical test time for the LNA is 255 seconds. Assuming that the running costs, excluding calibration costs and set-up costs but including overhead costs, of RFOW probing are 2 dollar/sec, the resulting test cost of the LNA in this configuration are about $5 and hence, form a significant addition to the expected $15 yielded chip cost price. Concluding, for high production testing, test times should be reduced to a few seconds for this particular device.

Limitations of RFOW probing

One of the major limitations of RFOW is the limited lifetime and the degradation of the RF performance of the wafer probes. All microwave probes should act as very repeatable high quality connectors during several hundreds of connect and disconnect cycles. As the probes are placed on the probe contact pads, a certain amount of overtravel is necessary for a good RF connection. As a result the ceramic probe tip bends a little which constitutes a risc, since ceramic material is very sensitive for bending and is easily fractured. In addition the probe tips tend to pick up gold particles from the chip probe contact pads which can cause a short circuit between the signal and ground lines of the coplanar transmission line of the probe. Any degradation should be monitored during the life time of the probes.

RFOW noise-figure measurements are very awkward. Losses between the noise source and the probe tips as well as mismatches degrade the accuracy of a straight forward noise measurement. Inaccuracy can be as high as ± 0.5 dB at a 4 dB noise figure level. In order to reduce the error limits to ± 0.2 dB, which is considered as a reasonable upper boundary in a production test environment, the system must be calibrated. Figure 7 shows a typical noise-figure measurement set-up. S-parameters S_{p1}, S_{lna} and S_{p2}, impedances Γ_1 and Γ_{sp1} and the overall noise figure F_{tot} are measured. Through the determination of $\Gamma_{s,lna}$, $\Gamma_{s,p2}$, Γ_0 and Γ_1 the noise figure of the LNA under test can be easily calculated. Figure 8 finally shows the error corrected noise-figures of some of the LNA chips shown in figure 4. It is clear from this figure that a noise figure inaccuracy of ± 0.5 dB was too high given a rejection level of 4 dB.

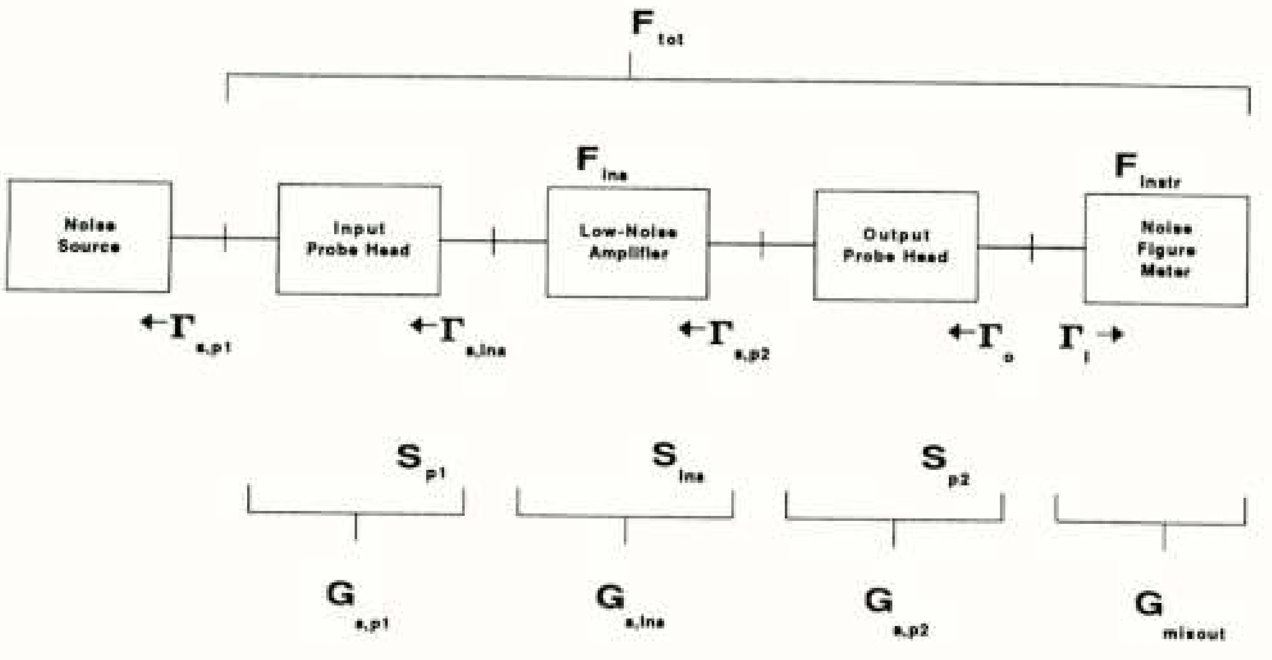


Figure 7: Test set-up for calibrated on-wafer noise-figure measurements.

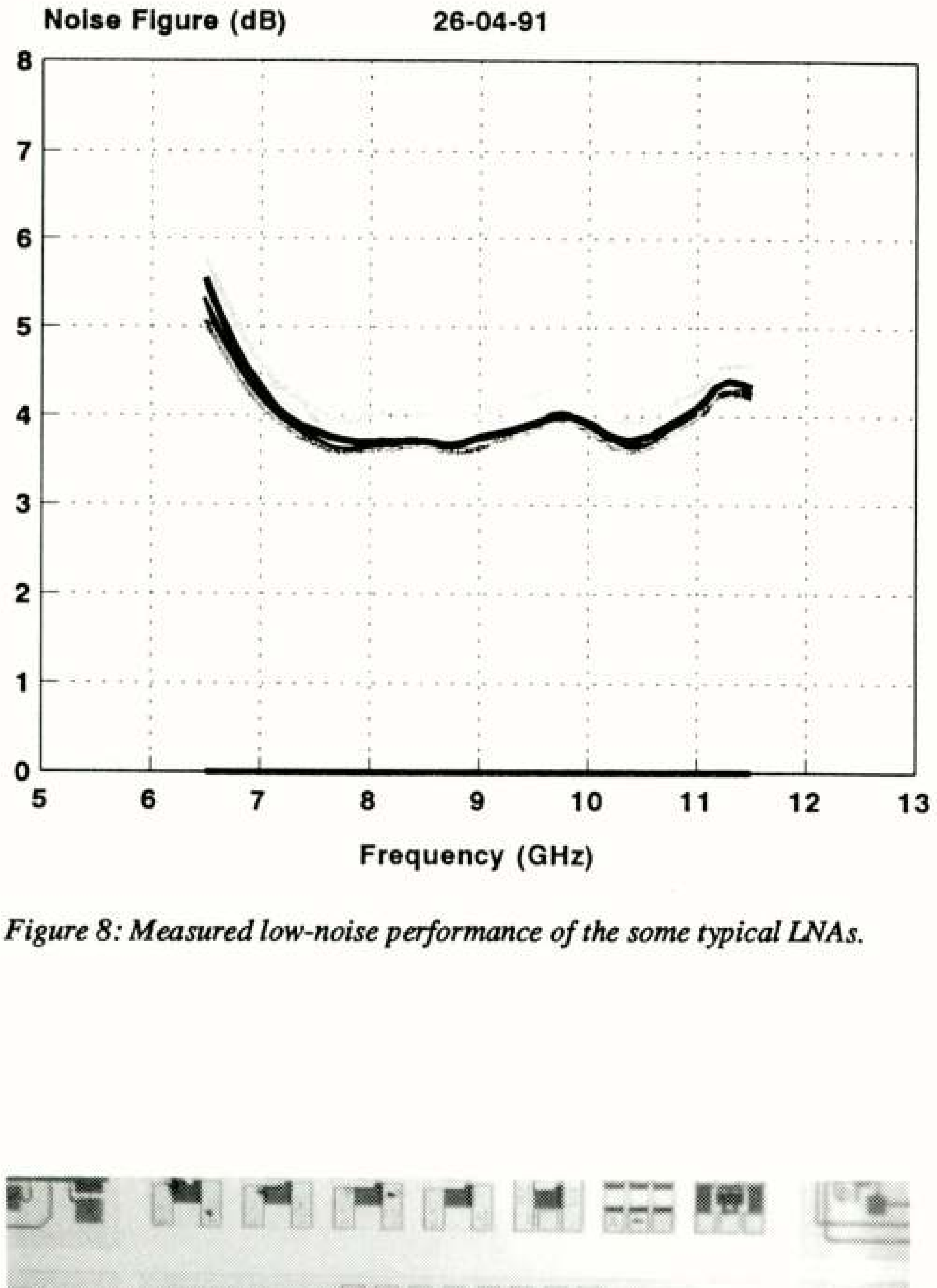


Figure 8: Measured low-noise performance of the some typical LNAs.

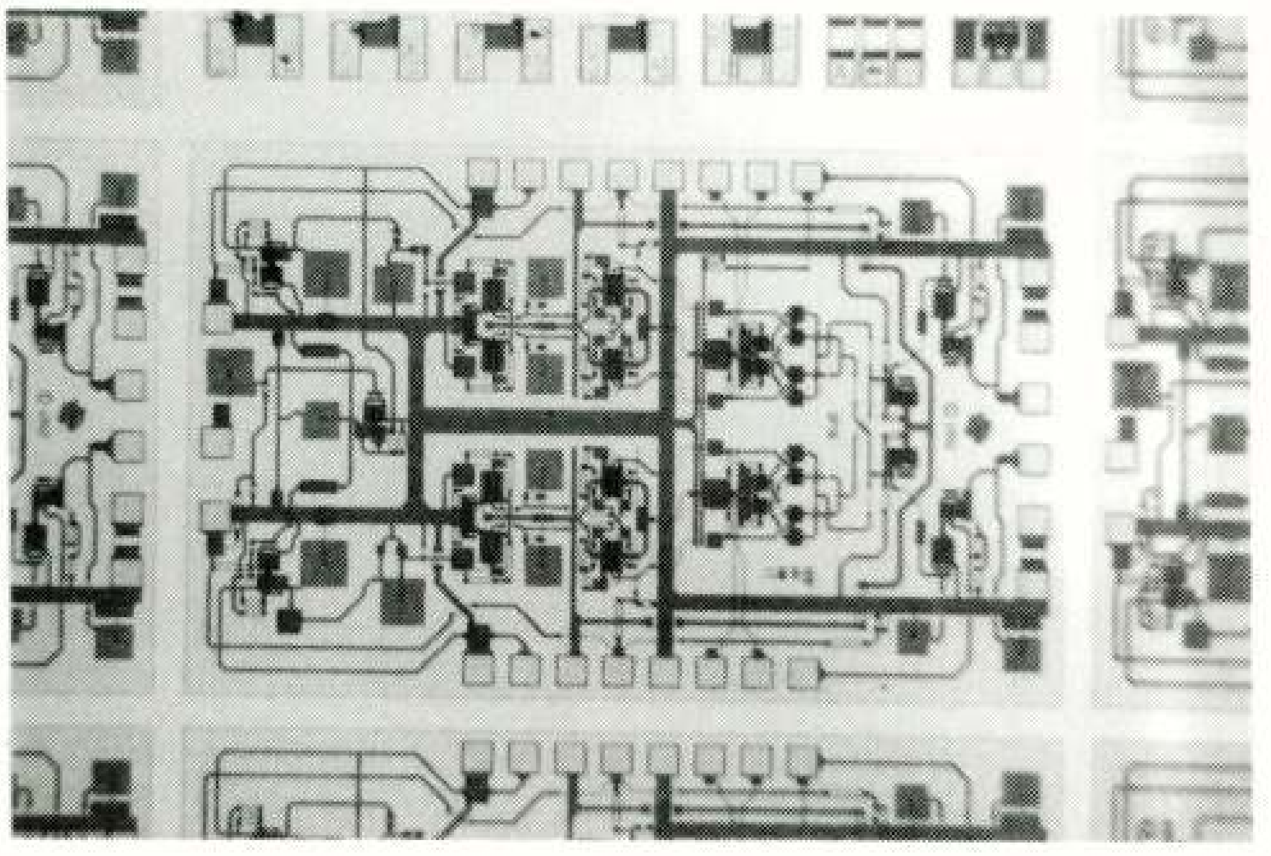


Figure 9: Example of a MMIC with on-chip distributed ground.

The main problem in high-power RFOW testing is the dissipation of DC power and the subsequent thermal effects. Thermal effects can not be adequately eliminated by a proper heat sinking because a back-metalized wafer lying on the wafer chuck has always a poorer thermal resistance than the same device soldered in its final housing. As a result the device channel temperature is always higher than in the final packaged form. A 200 degree centigrade on-wafer hot-spot temperature versus 120 degrees in packaged form is not an exceptional difference.

A class of circuits which are difficult to probe are those MMICs with an on-chip distributed ground. In contradiction with for example the LNA from figure 3, on which chip through-substrate via holes are included to provide a low inductance source feedback for the transistors, the circuit shown in figure 9 exhibits a distributed ground on chip. The ground lead inductance when probing this circuit is fully different when the circuit is mounted in its package. The different ground inductances result in significant different measurements.

Current status and future developments in RFOW probing

The examples presented above described terminal testing for component characterization or for RFOW test against product specifications. However, in-circuit testing in order to analyze the voltage waveforms at different nodes within the circuits is desirable for diagnostic purposes. Especially when non-linear network analyzers become available in the future. In-circuit microwave testing can be carried out by electro-optical sampling. In general there are two principles.

- Direct electro-optical probing: a picosecond optical pulse passes through the EM fields at the desired node in the circuit, polarization changes are measured and provide an indication for the voltage waveforms;
- External electro-optical probing: an electro-optical crystal is placed above the conducting lines and is used as EM-field sensor.

An advantage of electro-optical probing is its non-destructive nature. Disadvantages are that electro-optical systems are not commercially available and calibration procedures are difficult and time consuming. Direct-contact high-impedance probes suitable for in-circuit testing are available but not usable at microwave frequencies.

RFOW probing has proven itself and will still continue to be a vital development aid for complex and multifunction MMICs. However, for high-yield circuits and taken into account continuously reducing processing costs of GaAs wafers, the cost of a full functional RFOW test may become the predominant factor in the overall chip costs. Assuming that the correlation between DC and RF characteristics is verified and guaranteed, chip selection and qualification can be performed cheaper and faster with only DC screening techniques.

Conclusions

It has been shown that RFOW probing along with an automatic integrated test system is a key issue in fast and cost-effective testing of microwave components. Repeatable RF measurements are feasible and are not disturbed by excessive parasitic effects. Commercially available probe tips along with standard (ceramic) substrate calibration components provide reasonable, good and repeatable RF accuracy, resulting in meaningful and conclusive RF measurements. On-wafer TRL or LRL calibration improves accuracy and adds supplementary benefits like automatic periodical calibration. RFOW probing is a vital aid in GaAs MMIC circuit design.

Voordracht gehouden tijdens de 400e werkvergadering.

AUDIO ENGINEERING SOCIETY
NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
398e werkvergadering

UITNODIGING voor de lezingen- en demonstratieavond op donderdag 19 maart 1992 bij de Wereldomroep, Witte Kruislaan 55, Hilversum

THEMA: WERELDOMROEP: PROGRAMMAPRODUKTIE EN - DISTRUBUTIE

PROGRAMMA:

19.30 - 20.00 uur : Ontvangst en koffie (Studio 11)

20.00 uur: Het computergestuurde programmaproduktiesysteem
TON LENSINK, Dienst Informatievoorziening
Het geautomatiseerde uitzendcentrum (incl. rondleiding)
RUUD BAKKER, Chef Omroeptechniek
WIL VAN HOEK, Omroeptechniek
Zendfrequenties: een toekomstvisie
JAN WILLEM DREXHAGE, Frequentiebureau

± 22.30 uur: **SLUITING**

Aanmelding voor deze avond dient te geschieden vóór 12 maart aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.

Het aantal deelnemers is beperkt tot 100. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u van het AES een afschrijving.

Leden van NERG en AES hebben gratis toegang. Vanwege de beperkte zaalgrootte kunnen wij helaas geen introducé's toelaten.

Het gebouw van de Wereldomroep is per auto te bereiken via de weg van Hilversum naar Bussum. Bij de stoplichten linksaf slaan. Herkenningspunt: de PTT Telecom-toren. Per trein: uitstappen station Hilversum-Noord. Na ongeveer 10 minuten noordwaarts lopen ziet u links de Wereldomroep.

Namens de samenwerkende verenigingen,
Dhr. H. de Wit,
AES
Tel. 03242 - 3272

Zeewolde, februari 1992

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
399e werkvergadering

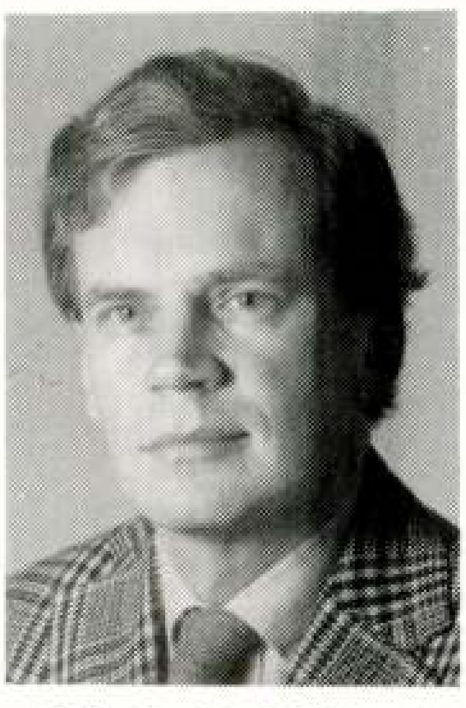
UITNODIGING voor de jaarvergadering en lezingendag van het NERG op donderdag 2 april 1992 in het PTT Telecom Vergadercentrum, Burg. Fockema Andreaelaan 15 te Utrecht.

THEMA: MOBIELE COMMUNICATIE

PROGRAMMA:

10.00 - 10.15 uur : Ontvangst en koffie

10.15 - 11.00 uur: De (r)evolutionaire krachten in de mobiele telecommunicatie: techniek, regelgeving en markt
PROF. DR. J. C. ARNBAK, TU Delft



DR. J. C. ARNBAK

11.00 - 11.45 uur: Mobiele communicatie in de industrie: Philips
IR. R. J. MULDER, Philips Communications Systems BV

11.45 - 12.15 uur: Pauze

12.15 - 13.00 uur: Mobiele communicatie in de industrie: Ericsson
IR. G. KLEIN WOLTERINK, Ericsson Business Mobile Networks BV

13.00 - 14.15 uur: Lunch

14.15 - 15.00 uur: PTT Telecom als operator van mobiele netten
IR. J.VAN DIGGELE, PTT Telecom

15.00 - 16.30 uur: Jaarvergadering NERG

16.30 - 17.00 uur: Borrel

Aanmelding voor deze dag dient te geschieden vóór 19 maart aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.

Het aantal deelnemers is beperkt tot 70. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u hierover van ons bericht.

Leden van NERG en studenten hebben gratis toegang. De kosten van deelname voor niet-leden bedragen f 15,00. De kosten voor de lunch bedragen eveneens f 15,00. Betalingen dienen vóór 19 maart te zijn ontvangen op girorekening 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.

Het PTT-vergadercentrum is per bus vanaf het Centraal Station bereikbaar met de bus richting Rubenslaan (lijn 3 of 42). Per auto kan het vergadercentrum bereikt worden door op de autosnelweg Den Haag-Arnhem de afslag richting Amersfoort te nemen. Op deze weg neemt u daarna de afslag 'de Uithof' en rijdt u onder het viaduct (linksaf) richting Utrecht-Centrum. Na enkele honderden meters ziet u aan de rechterzijde van de weg het gebouw van het telecommunicatiedistrict.

NERG-leden die de jaarstukken ten behoeve van de jaarvergadering willen ontvangen, dienen dit aan te kruisen op de aangehecht kaart.

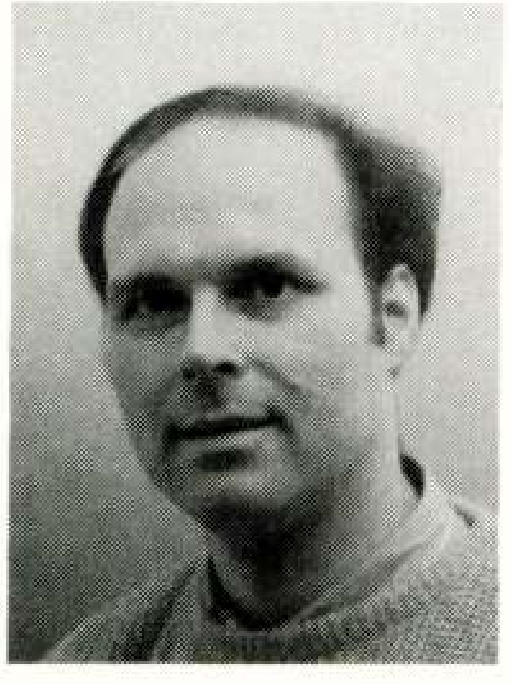
Namens het NERG,
Ir. P. R. J. M. Smits,
Programmacommissaris
Tel. 070 - 332 51 12
(administratie NERG)

Leidschendam, februari 1992

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
400e werkvergadering

UITNODIGING voor de lezingendag van het NERG op donderdag 9 april 1992 in de congreszaal Bernardhal van de Jaarbeurs Utrecht.

THEMA: HOOGFREQUENT METEN



R. F. M. VAN DEN BRINK



F. L. N. VAN DEN BOGAART

PROGRAMMA:

09.00 - 09.15 uur : Ontvangst en koffie

09.15 - 09.25 uur: Inleiding

09.25 - 10.00 uur: Het karakteriseren en modelleren van opto-elektronische componenten
IR. R. F. M. VAN DEN BRINK, PTT Research

10.00 - 10.35 uur: Hoogfrequent on-wafer metingen van GaAs MMIC's bij FEL-TNO
IR. F. L. N. VAN DEN BOGAART, FEL-TNO

10.35 - 10.55 uur: Koffiepauze

10.55 - 11.30 uur: Het karakteriseren en modelleren van microgolfcomponenten
J. L. TAURITZ, M.Sc., TU Delft

11.30 - 12.05 uur: Ontwikkelingen in hoogfrequent meet- en simulatietechnieken
ING. H. WESTRA, Hewlett Packard

12.05 - 12.15 uur: Samenvatting

12.15 - 13.30 uur: Lunch aangeboden door 'Het Instrument'

13.30 - 17.00 uur: Mogelijkheid tot bezoek aan de tentoonstelling 'Het instrument'

Aanmelding voor deze dag dient te geschieden vóór 19 MAART aanstaande door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met een postzegel van 60 cent.

Het aantal deelnemers is beperkt tot 70. Tijdstip van ontvangst van aanmelding is beslissend voor deelname. Als blijkt dat u wegens overtekening niet kunt deelnemen, ontvangt u hierover van ons bericht.

Bij voorregistratie is de prijs van een toegangsbewijs f 10,00. U krijgt dan tevens gratis de Instrumentengids 1992/93 toegezonden (kosten normaal f 25,00). De kosten van deelname voor niet-leden en niet-studenten bedragen f 15,00 extra. Betalingen dienen vóór 19 maart te zijn ontvangen op girorekening 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Schrijft u s.v.p. duidelijk naam, adres, postcode en woonplaats op zowel overschrijving als aanmeldingsformulier!
Aan de kassa is de prijs van een toegangsbewijs f 15,00.

Namens het NERG,
Ir. P. R. J. M. Smits,
Programmacommissaris
Tel. 070 - 332 51 12
(administratie NERG)

Leidschendam, februari 1992

Conferentie-aankondigingen

11e International Wroclaw Symposium and exhibition on electromagnetic compatibility. 2-4 September 1992; Wroclaw Technical University.
Contactadres: Prof.Dr. F.L. Stumpers, Elzentlaan 11, 5611 LG Eindhoven, tel. 040-115512.

PATO
Mini-vermogenselektronica. 9 Woensdagen van 9-9 t/m 4-11-1992 in Eindhoven.
Magnetische recording. 13, 14 en 15-10-1992 in Eindhoven.
Telematica engineering. 20, 21 en 22-10-1992 in Groningen.
Elektronische instrumentatie. 3, 10, 17, 24-11-1992 in Eindhoven.
Elektro-magnetische compatibiliteit. 19, 20, 26 november en 3 en 4 december 1992 in Eindhoven.
Contactadres: Stichting PATO, Postbus 30424, 2500 GK Den Haag, tel. 070-3644957.

21e International conference on lightning protection. Berliner Congress Centrum, September 22-25, 1992.
Contactadres: 21. ICLP; VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 15, D-6000 Frankfurt/Main.
Tel. + 49 (0) 69 63 08 - 321 and 203. Fax + 49 (0) 69 63 12 925.

Mikro-elektronik in der Energieverteilung. Dresden Deutsches Hygiene-Museum, 14-16 Oktober 1992.
Contactadres: VDE, zie hierboven.

5th European conference on power electronics and application.
13-16 September 1993. Call for papers 8 October 1992.
Contactadres: EPE '93 Secretariat, IEE Conference Services, Savoy Place, London WC 2R OBL, U.K.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 57 – nr. 3 – 1992

Druk: de Witte, Eindhoven.